



Notas de curso

FOTODETECTORES y LEDs (conceptos básicos y prácticos)

Dr. Asur Guadarrama Santana

24/6/2024

Laboratorio de Sensores (Eléctricos)

Departamento de Instrumentación Científica e Industrial

ICAT-UNAM

FOTODETECTORES Y LEDs

Dr. Asur Guadarrama Santana

ICAT-UNAM, Laboratorio de Sensores, Departamento de Instrumentación
Científica e Industrial

Resumen

La utilización de dispositivos optoelectrónicos en instrumentación requiere de la comprensión de los principios físicos teóricos de operación con el fin de aplicarlos correctamente para obtener el máximo desempeño y no reducir su vida útil como sensores o fuentes de luz en conjunto con un acondicionamiento electrónico adecuado. Las presentes notas sirven de consulta para temas relacionados con dispositivos optoelectrónicos en el curso de Electrónica para Sensores del Posgrado de Ingeniería Eléctrica en el campo disciplinario de Instrumentación. El contenido se enfoca en temas relacionados con conceptos generales y principios físicos básicos presentes en el funcionamiento de fuentes de luz y de dispositivos optoelectrónicos, así como el acondicionamiento electrónico básico asociado para ser utilizados como sensores en el área de la instrumentación. Las notas están basadas en la recopilación de diferentes temas de libros especializados, artículos y notas técnicas de diferentes fabricantes de dispositivos optoelectrónicos comerciales. En algunos temas se muestran ejemplos prácticos de estos dispositivos junto con la electrónica de acondicionamiento básica y la simulación del circuito electrónico realizado con Simulink de MatLab, con el fin de mostrar el comportamiento de la señal eléctrica de interés de una forma visual. Las notas pueden ser consultadas por alumnos y/o profesores de licenciatura y/o de posgrado en Ingeniería Eléctrica en cursos con temas afines de circuitos eléctricos, electrónica e instrumentación.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	4
1 CONCEPTOS BÁSICOS	5
1.1 Definición de luz	5
1.2 Longitud de onda	5
1.3 Nivel de Luz	8
1.4 Propiedades de la luz	10
1.5 Utilizando la luz para hacer mediciones	11
1.6 Clasificación de fotosensores	12
2 FOTORESISTENCIA	14
2.1 Parámetros de una fotoresistencia	15
2.1.1 Variación de la resistencia con la iluminación	15
2.1.2 Tiempo de respuesta	16
2.1.3 Respuesta espectral	16
2.1.4 Evolución con la temperatura	17
2.2 Aplicaciones	18
2.3 Oscilador controlado por intensidad de luz	18
2.3.1 Integrador	20
2.3.2 Oscilador (Integrador-Schmitt-Trigger)	21
2.4 Simulación del circuito oscilador controlado por intensidad de luz	22
2.4.1 Descripción del circuito de simulación	23
3 FOTODIODO	25
3.1 Semiconductores intrínseco i, tipo n, tipo, p	25
3.2 Fotodiodo PN	27
3.3 Fotodiodo PIN	29
3.4 Fotodiodo APD	30
3.5 Circuito equivalente de un fotodiodo	31
3.6 Curvas características de voltaje-corriente	32
3.7 Respuesta espectral	36
3.8 Ruido característico	38
3.9 Conexión a un amplificador operacional	40
3.10 Circuito diferencial de transimpedancia	41
4 FOTOTRANSISTOR	42
4.1 Características técnicas	44
4.1.1 Características estáticas	44
4.2 Comparación entre los dispositivos fotosensores	49
5 DIODO ELECTROLUMINISCENTE (LED)	49
5.1 Eficiencia interna	51
5.2 Potencia interna	53

5.3 Distribución angular y potencia externa.....	53
5.4 Ancho de banda espectral.....	56
5.5 Características técnicas.....	57
5.5.1 Potencia óptica y espectro de emisión.....	57
5.5.2 Características tensión-corriente.....	58
5.5.3 Máxima potencia disipable.....	59
5.5.4 Emisión en función de la excitación.....	60
5.6 ¿Cómo se usa un LED?.....	60
5.6.1 Excitación de un LED en circuitos lógicos.....	61
5.6.2 Control de corriente en LEDs.....	61
5.7 Simulación de un LED como fuente luminosa y un fotodiodo utilizando Simulink.....	62
Referencias.....	71

INTRODUCCIÓN

La utilización de dispositivos optoelectrónicos en instrumentación requiere de la comprensión de los principios físicos teóricos de operación con el fin de aplicarlos correctamente para obtener el máximo desempeño y no reducir su vida útil como sensores o fuentes de luz en conjunto con un acondicionamiento electrónico adecuado. El propósito de las presentes notas es de que sirvan de consulta para temas relacionados con dispositivos optoelectrónicos en el curso de Electrónica para Sensores del Posgrado de Ingeniería Eléctrica en el campo disciplinario de Instrumentación. El contenido se enfoca en temas relacionados con conceptos generales y principios físicos básicos presentes en el funcionamiento de fuentes de luz como los diodos electroluminiscentes (LEDs) y de dispositivos optoelectrónicos como la fotoresistencia, fotodiodo y fototransistor, así como el acondicionamiento electrónico básico asociado para ser utilizados como sensores en el área de la instrumentación. Las notas están basadas en la recopilación de diferentes temas de libros especializados, artículos y notas técnicas de diferentes fabricantes de dispositivos optoelectrónicos comerciales. Esto con el fin de mostrar y entender las curvas características de sensibilidad en un rango de longitud de onda determinado, de voltaje y de corriente de cada dispositivo para obtener su máximo desempeño y evitar reducir su tiempo de vida. En algunos temas se muestran ejemplos prácticos de estos dispositivos junto con la electrónica de acondicionamiento básica, en donde es aconsejable haber comprendido los conceptos teóricos y datos técnicos de los

dispositivos optoelectrónicos en estudio. Se muestran ejemplos de simulaciones de estos circuitos electrónicos realizados con Simulink de MatLab para mostrar el comportamiento de la señal eléctrica de interés de una forma visual. Las notas pueden ser consultadas por alumnos y/o profesores a nivel de licenciatura y/o de posgrado en Ingeniería Eléctrica en cursos con temas afines de circuitos eléctricos, electrónica e instrumentación.

1. CONCEPTOS BÁSICOS

1.1 Definición de luz

La luz, como las ondas de radio, es una onda electromagnética. El término “Luz” generalmente indica luz visible, luz ultravioleta a longitudes de onda más cortas que la luz visible, y luz infrarroja a longitudes de onda más grandes que la luz visible (www.hamamatsu.com).

1.2 Longitud de onda

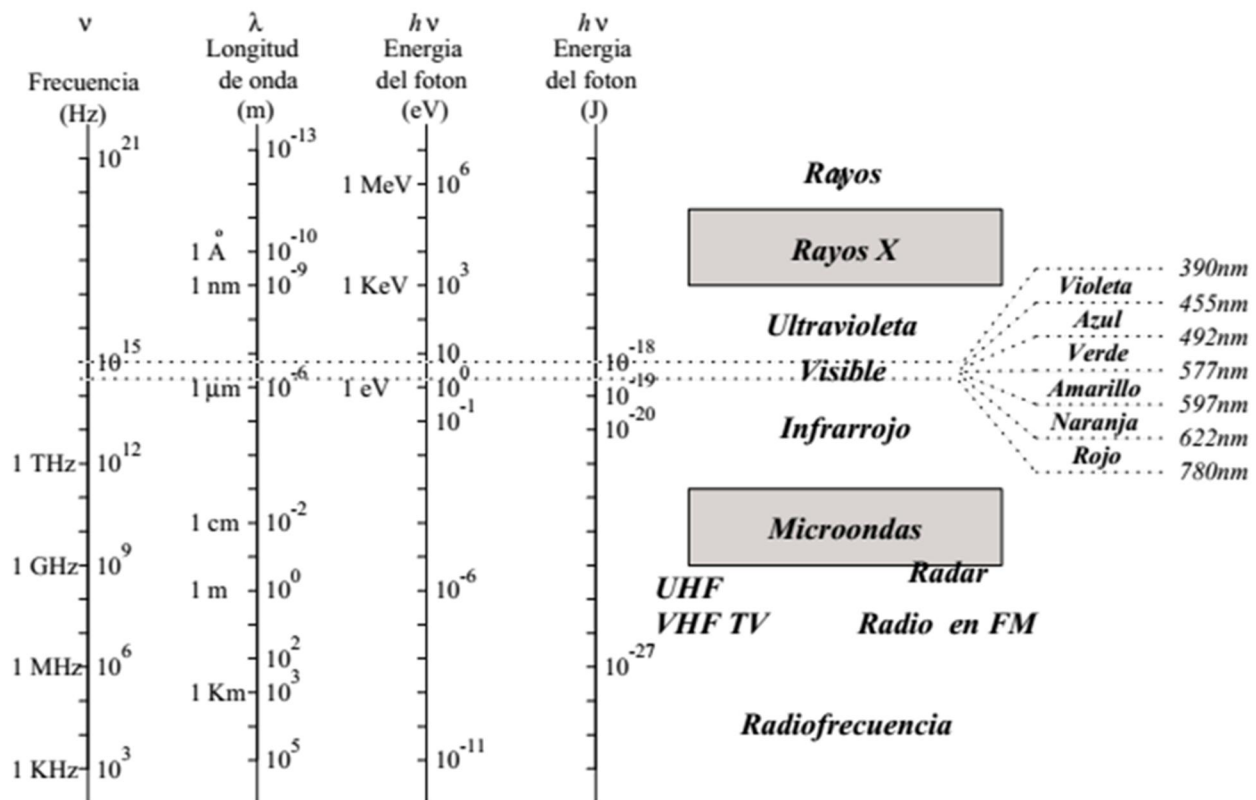


Figura 1.1. Espectro electromagnético (Sendra, 2001, p.4).

Agrupando las ondas electromagnéticas en bandas espectrales por longitud de onda se muestra un espectro empezando por longitudes de onda más cortas e incluyendo los rayos gama, los rayos X, luz ultravioleta (UV), luz visible, luz infrarroja cercano, luz infrarroja media, luz infrarroja lejano y las ondas de radio, figuras 1.1 y 1.2. (Sendra, 2001).

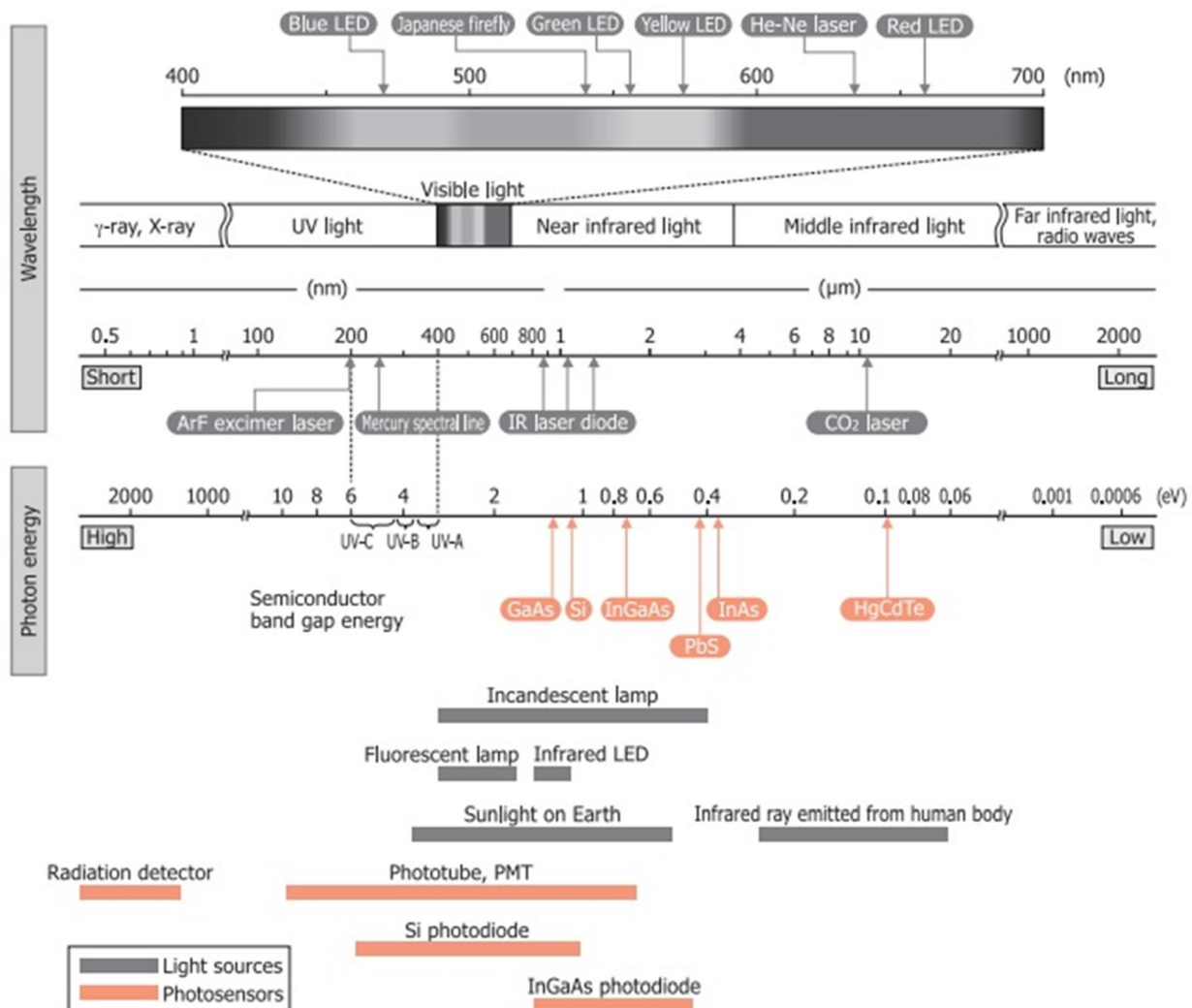


Figura 1.2. Rango de longitud de onda cubierto por fotosensores y fuentes de luz (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.11).

Expresando el rango de luz sensible a los ojos humanos como colores tenemos “longitudes de onda desde el violeta a una longitud de onda de 400 nm, índigo, azul, verde, amarillo, naranja y rojo a una longitud de onda de 700 nm, y estos representan los siete colores del arcoíris”. Debido a la estructura del ojo, la gente sensa la luz visible más

vívidamente a 555 nm semejante a la longitud de onda pico de la luz emitida por las luciérnagas, es un color amarillo verdoso alrededor de 500 nm en el espectro luminiscente. Esta longitud de onda se puede tomar como referencia para establecer niveles fotométricos de luz en sensores fotoeléctricos. Por ejemplo, las fotoresistencias de sulfuro de cadmio (CdS) presentan su máxima sensibilidad a esta longitud de onda, muy parecida a la del ojo humano.

Los rayos Gama y los rayos X tienen propiedades de partícula en un rango de longitud de onda (λ) de 0.5 a 1 nm aproximadamente y poseen alta energía. Las ondas de Radio están agrupadas en ondas submilimétricas, ondas milimétricas y ondas en centímetros, así como las ondas de ultra alta frecuencia (UHF), muy alta frecuencia (VHF), alta frecuencia (HF), frecuencia media (MF), baja frecuencia (LF), y muy baja frecuencia (VLF). Las ondas de Terahertz a menudo mencionadas en años recientes es una onda electromagnética a una frecuencia alrededor de 1 THz.

Las ondas electromagnéticas tienen las características de ondas y partículas (fotones) y la energía (E) de un fotón a una longitud de onda (λ) se expresa por la ecuación (1.1).

$$E = h\nu = hc / \lambda \text{ [J]} \quad (1.1)$$

h: constante de Planck (6.626×10^{-34} Js)

ν : frecuencia de la luz [Hz]

c: velocidad de la luz en el vacío (2.998×10^8 m/s)

λ : longitud de onda [m]

Si la unidad de la energía del fotón (E) es en electrón-volts (eV) y la unidad de la longitud de onda (λ) es en (μm), la energía del fotón se expresa también como se muestra en la ecuación (1.2).

$$E = 1.24 / \lambda \text{ [eV]} \quad (1.2)$$

1.3 Nivel de luz

El nivel de luz se puede expresar por el número de fotones por un segundo utilizando la ecuación (1.3).

$$W = NE = Nh\nu = Nh \, c/\lambda \quad (1.3)$$

W: nivel de luz [W]

N: número de fotones por segundo

El nivel de luz también se puede expresar por el número de fotones por unidad de tiempo y área superficial [formato de unidad típico: fotones / (mm² s)].

Además, hay una variedad de métodos para expresar el nivel de luz. Estos métodos se pueden agrupar ampliamente en las cantidades radiantes y las cantidades fotométricas. La cantidad radiante expresa el nivel de luz como una pura cantidad física. La cantidad fotométrica por otro lado expresa el nivel de luz capas de ser capturado por el ojo humano. Existen diferentes tipos de cantidades radiantes y cantidades fotométricas de acuerdo a varias condiciones (tabla 1.1).

Tabla 1.1. Nivel de luz (radiante y fotométrica); (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.12).

Condición de nivel de luz	Cantidad radiante		Cantidad fotométrica	
	Nombre del nivel de luz	Unidad	Nombre del nivel de luz	Unidad
Energía radiante total emitida desde una fuente de luz por unidad de tiempo.	Flujo radiante	W	Flujo luminoso	lm (lumen)
Cantidad de energía emitida desde una fuente de luz puntual por unidad de ángulo sólido.	Intensidad radiante	W / sr	Intensidad luminosa	cd (candela)
Energía radiante por unidad de área de una fuente de luz con un área de emisión.	Excitancia radiante	W / m ²	Emitancia luminosa	lm / m ²
Energía radiante por unidad de área de una				

fuelle de luz con un área de emisión por unidad de ángulo sólido.	Radiancia	$W / (m^2 \text{ sr})$	Luminancia	cd / m^2
Flujo radiante o luminoso incidiendo en una superficie por unidad de área	Irradiancia	W / m^2	Iluminancia	lx (lux)

El área de emisión se forma en función de una fuente estándar con flujo luminoso en función de un cono de radiación encerrada en una superficie esférica y en donde las líneas radiales tienden un ángulo sólido o un steradian el cual define el área de emisión sobre la superficie esférica. La figura 1.3 muestra ejemplos de fotosensores que se utilizan en diferentes niveles de luz. La brillantez alrededor de nosotros en nuestras vidas a diario es típicamente de varios lux a varios cientos de lux. La brillantez en un cuarto normal es usualmente hasta varios cientos de lux, y una brillantez de 500 lux es suficiente para estudiar o cocinar.

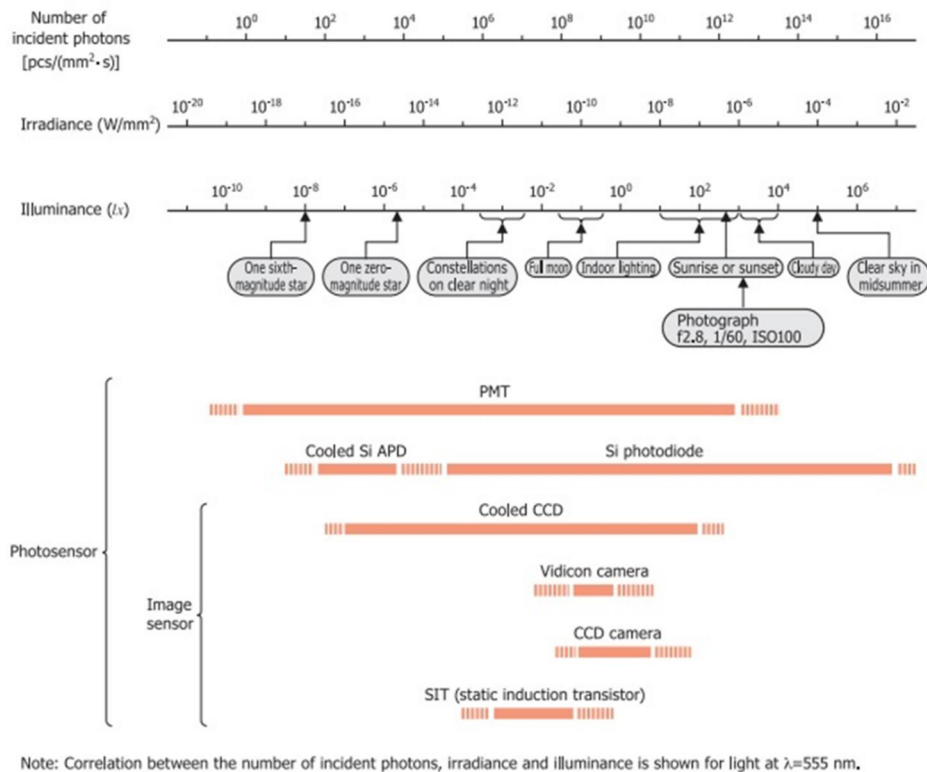


Figura 1.3. Nivel de luz y fotosensores (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.11).

El rango dinámico normal del ojo humano es alrededor de tres o cuatro órdenes de magnitud.

Ejemplos de niveles de luz representadas en unidades de lux:

- 10^{-3} lx,** luz de una estrella en una noche clara
- 1 lx,** suficiente para leer un documento
- 100 lx,** iluminación en una habitación
- 1000 lx,** iluminación de un foco incandescente de filamento de tungsteno de 60 W a 2.5 cm
- 10^5 lx,** luz solar

Los fotosensores semiconductores (fotodiodos de silicio, etc.) y los tubos fotomultiplicadores tienen un amplio rango dinámico en comparación con el ojo humano normal. Los tubos fotomultiplicadores y los fotodiodos de avalancha de silicio son ideales para detectar luz tenue. Los fotodiodos de silicio por otro lado usualmente se utilizan para detectar niveles de luz más altos que aquellos detectados por los tubos fotomultiplicadores y los fotodiodos de avalancha de silicio enfriados.

Entre los sensores de imagen, los Dispositivos de Acoplamiento de Carga CCDs (Charge-Coupled Devices) enfriados están mejor situados para imágenes de bajo nivel de luz. Estos CCDs enfriados son, por ejemplo, ideales para capturar imágenes de la luna o constelaciones estelares en una noche clara. Las cámaras CCD están bien situadas para capturar imágenes con brillantez en un cuarto.

1.4 Propiedades de la luz

La luz se comporta como una onda y también se comporta como partículas llamadas fotones. La luz que se refleja desde la superficie de donde se encuentran los datos almacenados en un Disco Compacto CD o en un Disco Versátil Digital DVD algunas veces puede aparecer como los colores del arcoíris. Este efecto se debe a la interferencia causada por la luz difractada de las irregularidades sobre la superficie del disco porque la luz se comporta como una onda. La luz irradiada sobre una sustancia también genera electrones en un fenómeno llamado efecto fotoeléctrico. Este efecto ocurre porque la luz se comporta como partículas. La luz tratada como una onda se expresa por la frecuencia de la luz (ν) como se muestra en la ecuación (1.4).

$$\nu = c / \lambda \text{ [Hz]} \quad (1.4)$$

c: velocidad de la luz en el vacío (2.998×10^8 m/s)

λ : longitud de onda [m]

Por ejemplo, la frecuencia de la luz a una $\lambda = 555$ nm es 5.4×10^{14} Hz.

Por otro lado, las partículas de luz que llamamos fotones poseen una energía ($h\nu$) equivalente a la frecuencia (h : constante de Planck 6.26×10^{-34} Js).

Las unidades utilizadas y sus conversiones se muestran en la tabla 1.2.

Tabla 1.2. Iluminancia: tabla de conversión de unidades, (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.11).

lux	foto	candela pie	W/cm ²
lx (lx/m ²)	ph (lm/cm ²)	fc (lm/ft ²)	W/cm ²
1	1.0×10^{-4}	9.29×10^{-2}	5.0×10^{-6}
1.0×10^5	1	9.29×10^2	5.0×10^{-2}
1.076×10	1.076×10^{-3}	1	5.4×10^{-5}
2.0×10^5	2.0×10	1.9×10^4	1

1.5 Utilizando la luz para hacer mediciones

Las mediciones con luz son con métodos activos o pasivos. En el método activo, la luz es direccionada sobre un objeto desde una fuente de luz y la luz se detecta como luz reflejada, transmitida, o luz dispersada, etc. Por otro lado, en el método pasivo se detecta la luz emitida desde el objeto mismo. La luz también se puede utilizar para medir tiempo y distancia. Aquí, la distancia de un objeto se puede encontrar direccionando luz pulsada sobre un objeto y medir el tiempo requerido de regreso de la luz reflejada. A este método se le conoce como tiempo de vuelo. Otros métodos incluyen investigar el estado de varios objetos utilizando la fase o el espectro de la longitud de onda de la luz.

La luz láser es coherente con una dirección de viaje uniforme, longitud de onda y fase y se puede utilizar en otras tareas como corte o soldadura de placas de acero, y en el corte de obleas de semiconductores. La luz láser se puede utilizar para ejercer una fuerza en un material como en el caso de las pinzas ópticas. En biotecnología se utilizan para

capturar una célula específica irradiando la luz láser sobre esta. Actualmente el enfriamiento láser también se encuentra en investigación. En este proceso, un rayo láser se genera para impactar moléculas gaseosas para enfriar el gas reduciendo la velocidad de las moléculas. Otros usos potenciales son en “navegación solar de cohetes” y “cohetes de fotones” como un medio para viajar a través del espacio exterior.

1.6 Clasificación de fotosensores

Los fotosensores y fotodetectores se clasifican en las formas de utilizar el efecto fotoeléctrico (en donde una sustancia absorbe luz y emite electrones) y las formas térmicas, como se muestra en la tabla 1.3.

Tabla 1.3. Clasificación de fotosensores, (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.14).

Efecto		Ejemplos de fotosensores	Características
Efecto fotoeléctrico interno	Tipo fotovoltaico	Fotodiodo Foto CI DSP (Detector Sensible a la Posición) Sensor de imagen	• Respuesta de alta velocidad • Rango de respuesta espectral: UV o IR cercano • Tamaño pequeño • La integración es fácil
	Tipo fotoconductor	PbS/PbSe detector fotoconductor MCT detector fotoconductor Tubo de captura de imagen (cámara tubo)	• Rango de respuesta espectral: visible o IR • La respuesta es generalmente lenta
Efecto fotoeléctrico externo		Fototubo Tubo fotomultiplicador Tubo para imagen	• Alta sensibilidad • Respuesta de alta velocidad • Rango de respuesta espectral: UV o IR cercano • Larga área activa posible
Efecto térmico	Tipo de fuerza electromotriz	Termopila	• Sensibilidad no dependiente de la longitud de onda • Respuesta lenta
	Tipo conductor	Bolómetro	
	Tipo de carga superficial	Detector Piroeléctrico	

El efecto fotoeléctrico puede ocurrir internamente, en el opto-semiconductor de forma fotovoltaico o fotoconductor, o externamente en donde los electrones se emiten externamente tal como desde el fotocátodo de los tubos fotomultiplicadores.

El efecto fotoeléctrico interno puede ser del tipo fotovoltaico en donde la luz incidente causa un voltaje que aparece en la juntura PN o del tipo fotoconductor en donde la luz incidente cambia la resistencia interna, en la tabla 1.4 se muestran algunas constantes físicas relacionadas con el efecto fotoeléctrico.

El efecto térmico incluye un tipo de fuerza electromotriz producida por calor y los tipos conductivos que convierten el calor en una superficie de carga.

Los fotosensores de tipo térmico ofrecen ciertas ventajas, por ejemplo, la sensibilidad no es dependiente de la longitud de onda y además no necesita enfriamiento. Sin embargo, hay desventajas en la velocidad de respuesta y la capacidad de detección (www.hamamatsu.com).

Tabla 1.4. Constantes físicas relacionadas a la luz y a los opto-semiconductores, (Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors, Hamamatsu, p.14).

Constante	Símbolo	Valor numérico	Unidad
Carga del electrón	q	1.602×10^{-19}	C
Velocidad de la luz en el vacío	c	2.998×10^8	m/s
Constante de Planck	h	6.626×10^{-34}	Js
Constante de Boltzman	k	1.381×10^{-23}	J / K
Energía térmica a temperatura ambiente	kT	0.0259 (T=300 K)	eV
Energía de 1 eV	eV	1.602×10^{-19}	J
Longitud de onda a 1 eV en el vacío	-	1240	nm
Permitividad del vacío	ϵ_0	8.854×10^{-12}	F / m
Permitividad relativa del Silicio	ϵ_{rSi}	Aprox. 12	-
Permitividad relativa de la película de Oxido de Silicio	ϵ_{rOSi}	Aprox. 4	-
Banda de separación de energía del Silicio	Eg	1.12 (T=25° C) Aprox.	eV

2. FOTORESISTENCIAS

Las fotorresistencias son fotoreceptores con un tiempo de respuesta lento, ahora vamos a intentar cuantificarlo definiendo la ganancia (G) que se obtiene gracias a su respuesta lenta. Supongamos un semiconductor con forma de paralelepípedo como la figura 2.1,

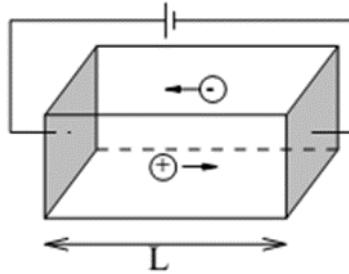


Figura 2.1. Movimiento de electrones y huecos en un semiconductor polarizado (Sendra, 2001, p.14).

la ganancia vendrá definida por cuantos electrones (huecos) vamos a poder contar por cada par que se genere, cuando un electrón es generado y contribuye a la conducción este viaja en dirección al electrodo con potencial positivo, cuando llega allí la carga abandona el semiconductor pero como la carga tiene que mantenerse otro electrón es suministrado desde el electrodo contrario generándose algo similar a una cinta sinfín, la carga desaparecerá cuando se recombine con lo que la carga sigue en el semiconductor pero ya no participa en la conducción. La ganancia vendrá pues determinada por cuantas veces atraviere este electrón (hueco) el paralelepípedo,

$$G = \frac{v_{dn}\tau_n}{L} = \frac{\mu_n \xi \tau_n}{L} = \frac{\mu_n V \tau_n}{L^2} \quad (2.1)$$

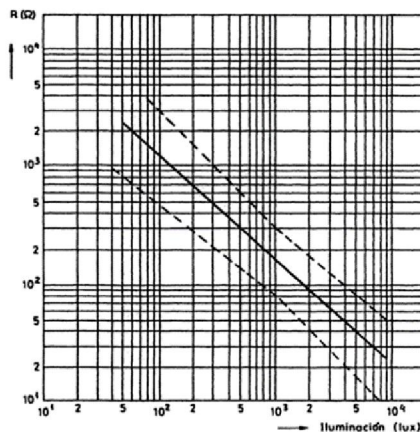
es decir , si viaja a una velocidad v_{dn} durante un tiempo τ_n recorrerá una distancia L un número de veces igual a G y por tanto lo contaremos G veces. Como podemos apreciar todos los parámetros dependen del detector excepto la tensión en los bornes (V), incrementando esta tensión incrementamos la velocidad de los portadores y por tanto la ganancia, hasta un cierto límite, ya que la velocidad tiene un máximo para cada material (μ disminuye cuando ξ aumenta por encima de cierto valor). También la longitud es modulable en fabricación pero si es muy pequeña la cantidad de luz que detectamos también se reduce.

2.1 Parámetros de una fotoresistencia

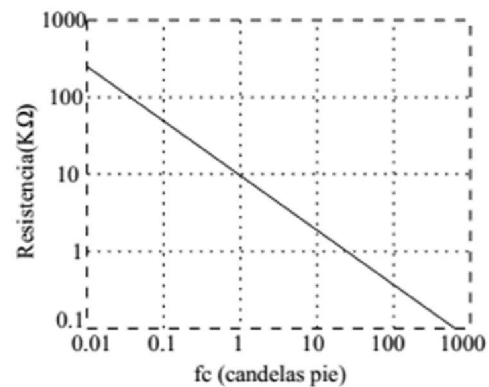
El material que se usa como fotoresistencia es principalmente el Sulfuro de Cadmio (CdS). Los parámetros que se utilizan para definirla son los siguientes:

2.1.1 Variación de la resistencia con la iluminación

En la figura 2.1(a) podemos ver varias curvas, típicamente no se da una sola sino una familia para que con una medida podamos situar un punto en la gráfica y a partir de la curva más cercana extrapolar el resto de los valores. En la figura 2.1(b) podemos apreciar que el eje de las abscisas representa una magnitud denominada f_c , son candelas pie, por el nombre podríamos deducir que 1 f_c es la luz que llega desde una vela situada a un pie de distancia, como esto posiblemente no nos da mucha información tenemos que para un día de sol hay 1000 f_c , en un día nublado 100 f_c en una noche con luna 0.1 f_c y en una noche estrellada sin luna 0.01 f_c .



(a)



(b)

Figura 2.1. Resistencia en función de la iluminación, (a) en lux y (b) en candelas-pie, (Sendra, 2001, p.15).

La relación entre la resistencia R de un fotoconductor y la iluminación E (densidad superficial de energía recibida expresada en lux), es fuertemente no lineal. Un modelo simple es,

$$R = AE^{-\alpha} \quad (2.2)$$

Donde A y α dependen del material y las condiciones de fabricación. Para el CdS, por ejemplo, $0.7 < \alpha < 0.9$.

2.1.2 Tiempo de respuesta

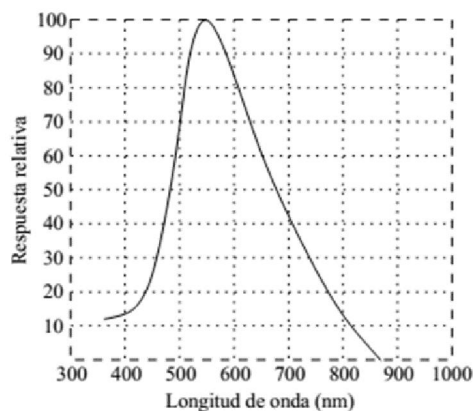
Éste depende fuertemente de la cantidad de luz que esté llegando, podemos observar en la tabla 2.1 ejemplos de los tiempos de subida (inicio de iluminación) y de bajada (fin de iluminación) en función de la iluminación.

Tabla 2.1. Tiempos de subida y bajada de una fotorresistencia

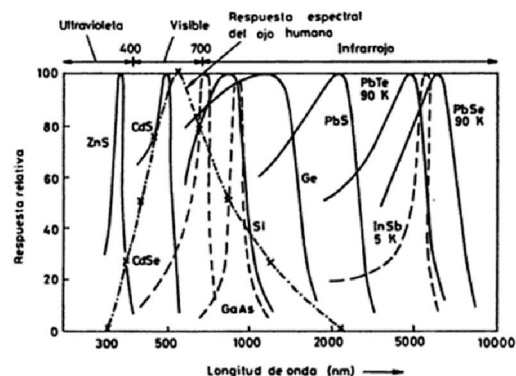
Iluminación	Tiempo de subida	Tiempo de bajada
1 fc	18 ms	120 ms
100 fc	2.8 ms	48 ms

2.1.3 Respuesta espectral

No toda la luz nos afecta por igual, tan sólo un intervalo de longitudes de onda generará señal en nuestra fotorresistencia, si analizamos el eje de las abscisas de la figura 2.2 (a) y la figura 2.2(b) veremos una posible contradicción.



(a)



(b)

Figura 2.2. Respuesta espectral de una fotorresistencia, (a) de CdS y (b) del ojo humano (Sendra, 2001, p.15).

¿Qué pasa si me llega la misma cantidad de luz pero de distintas longitudes de onda?
 ¿La resistencia de la fotorresistencia será la misma? La respuesta a la segunda pregunta

es no, de todas formas las f_c están referidas a la respuesta del ojo, no a la cantidad de fotones y la respuesta del CdS es bastante similar a la del ojo.

2.1.4 Evolución con la temperatura

No nos podemos olvidar del efecto de la temperatura en el comportamiento de un semiconductor. Si bien con iluminaciones superiores a 5 f_c la acción de la temperatura sobre una fotorresistencia es poco importante (alrededor del 1% en la gama de temperaturas entre -60° y 70° C), donde sí se aprecia una dependencia térmica acusada es en la resistencia para iluminaciones bajas. Para una iluminación de 0.01 f_c (oscuridad) la resistencia puede variar en un factor 4 entre 25° y 75° C. Los datos de la gráfica de la figura 2.2(a) se registraron a 25° C.

¿Cómo es físicamente una fotorresistencia? Podemos verla en la figura 2.3. Es un circuito con dos contactos que internamente tiene, está diseñada como un zig-zag para que la longitud sea mayor y que podamos detectar más luz (Sendra, 2001).



Figura 2.3. Símbolo eléctrico y forma de una fotorresistencia, (Sendra, 2001, p.16).

En la tabla 2.2 se muestran los datos técnicos de una fotorresistencia comercial VT935G.

Tabla 2.2. Datos técnicos de una fotorresistencia VT935G, (PerkinElmer Datasheet VT900, p 14).

Características técnicas	VT935G
Respuesta espectral de pico	550 nm
Resistencia de la célula a 10 Lux(min-max)	10kW-50kW
Resistencia en oscuridad (mín.)	1 MW
Tensión de pico (máx.)	100 V
Potencia disipada (máx.)	80 mW
Tiempo de subida (norm.)	35 ms
Tiempo de bajada (norm.)	5 ms

Temperatura de funcionamiento	25 °C
-------------------------------	-------

2.2 Aplicaciones

- Medida de luz
- Control automático de brillo y contraste (TV)
- Diafragmas de cámaras fotográficas
- Detectores de presencia
- Alarmas
- Medidores de nivel
- Medidor partículas en suspensión
- Pulso cardiaco

2.3 Oscilador controlado por intensidad de luz

Una aplicación interesante es poder cuantificar la intensidad de luz que incida en una fotorresistencia FR por medio de una variable en función de la variación de la resistencia, como por ejemplo la frecuencia. De esta forma se podrían relacionar estas variables y así cuantificar la intensidad de luz incidente en la fotorresistencia. Para esto empezaremos por describir los elementos electrónicos que conforman esta etapa de acondicionamiento electrónico, circuitos Schmitt-Trigger e Integrador. El circuito Schmitt-Trigger (figura 2.4) es un circuito ampliamente utilizado como un comparador para proporcionar inmunidad al ruido y reducir la posibilidad de múltiples conmutaciones causadas por el ruido en la entrada, permitirá reducir los errores por señales ruidosas. El circuito Schmitt-Trigger cambia a diferentes voltajes dependiendo de si se está moviendo de bajo a alto o de alto a abajo, empleando lo que se llama histéresis.

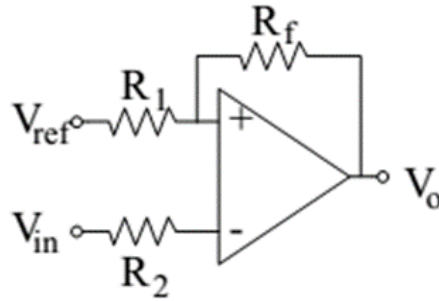


Figura 2.4. Schmitt-Trigger (Sendra, 2001, p.16).

El circuito de la figura 2.4 es un amplificador operacional AO con realimentación positiva, en este circuito no es aplicable el principio de tierra virtual, y el valor de la tensión de salida es bien $+V_{cc}$ o $-V_{cc}$ (alimentación de voltaje bipolar del AO) dependiendo de si la diferencia de tensiones en los terminales de entrada V_+ y V_- es positivo o negativo. ¿Cuál será entonces su curva de funcionamiento?. Para calcularla haremos dos suposiciones:

1. La tensión de salida es $V_o = V_{cc}$, esto implica que,

$$V_+ = V_{ref} + (V_{cc} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_f} = V_{ref} \frac{R_f}{R_1 + R_f} + V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (2.3)$$

y por tanto $V_- = V_{in}$ deberá ser menor que este valor para que esto se cumpla, si $V_- > V_+$ esto ya no se cumple y por tanto $V_o = -V_{cc}$, esto implica que,

$$V_+ = V_{ref} + (-V_{cc} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_f} = V_{ref} \frac{R_f}{R_1 + R_f} - V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (2.4)$$

y por tanto $V_- = V_{in}$ deberá ser mayor que este valor para que esto se cumpla, si $V_- < V_+$ esto ya no se cumple y por tanto $V_o = V_{cc}$.

2. La función descrita se representa en la figura 2.5, en donde se suponen valores numéricos de $V_{cc} = 5V$, $V_{ref} = 0V$ y $R_1 = R_f$. Este circuito cuenta principalmente con dos variables de diseño V_{ref} y R_f / R_1 . Igualmente si cambiamos los puntos de aplicación V_{in} y V_{ref} la respuesta ya no será inversora como la que se ha analizado, figura 2.4.

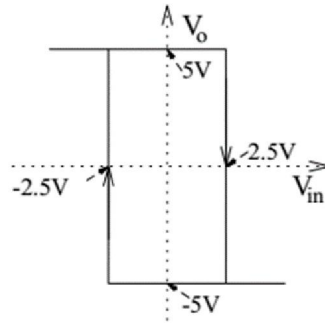


Figura 2.5. Señal de salida frente a señal de entrada, (Sendra, 2001, p.17).

2.3.1 Integrador

El circuito integrador analógico es un circuito extremadamente útil para hacer cálculos para el proceso de señales y para generar señales. Utiliza un amplificador operacional en la configuración inversora, como se muestra en la figura 2.6.

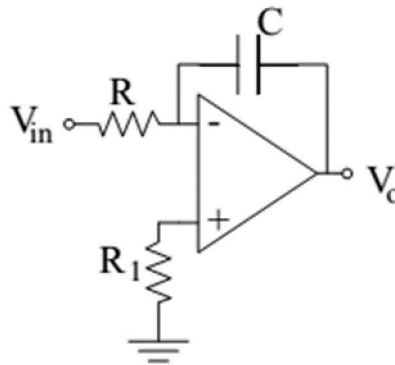


Figura 2.6. Circuito integrador, (Sendra, 2001, p.18).

La señal de salida se puede calcular como,

$$V_o(t) = V_{to} - \int_{to}^t \frac{V_{in}}{R} \frac{1}{C} dt \quad (2.5)$$

Para el caso de una señal de entrada constante queda como

$$V_o(t) = V_{to} - \frac{V_{in}}{RC} t \quad (2.6)$$

Es decir una rampa de signo contrario al de la señal de entrada.

2.3.2 Oscilador (Integrador-Schmitt-Trigger)

La conjunción de los dos circuitos anteriores puede generar un oscilador. En la figura 2.7 se muestra el circuito formado por un circuito integrador y un circuito Schmitt-Trigger.

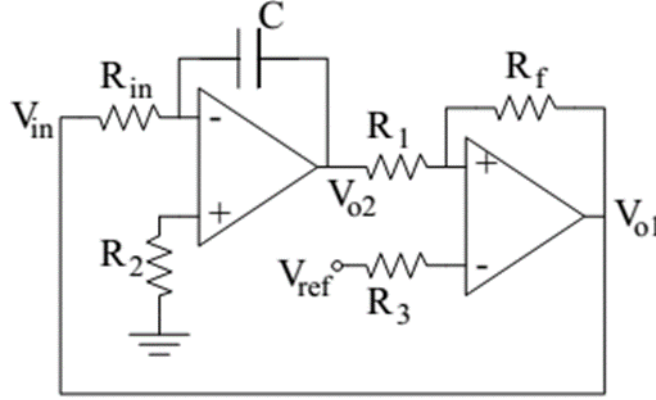


Figura 2.7. Oscilador, (Sendra, 2001, p.18).

Suponemos los valores de $2R_1 = R_f$ y que $V_{ref} = 0$, como en el ejemplo del apartado anterior. Para analizar el circuito supongamos que el valor de $V_{o1} = V_{cc} = 5V$ para $t=0$, esto implica que $V_+ > V_{ref}=0$, como no sabemos cuál es su valor suponemos un valor de $5V$ y por tanto V_{o2} también vale $5V$. El valor de la señal a la salida del integrador, en V_{o2} valdrá,

$$V_{o2}(t) = 5V - \frac{5V}{R_{in}C} t \quad (2.7)$$

es decir empieza a disminuir, el valor de la tensión en V_+ será,

$$V_+ = V_{o2} \frac{R_f}{R_1 + R_f} + V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{2V_{o2} + 5V}{3} = 5V - \frac{10V}{3R_{in}C} t \quad (2.8)$$

Es decir que $V_+ \leq 0$ para

$$t \geq \frac{3}{2} R_{in}C \rightarrow V_{o2} \leq 5V - \frac{5V}{R_{in}C} \frac{3}{2} R_{in}C = -2.5V$$

En ese momento el circuito de disparo Schmitt cambiará su salida y $V_{o1} = -V_{cc} = -5V$ y la corriente que circulaba por R_{in} cambiará de signo y a partir de ahora si ponemos el reloj a cero valdrá

$$V_{o2}(t) = -2.5V + \frac{5V}{R_{in}C}t$$

Su valor empezará a subir hasta que $V_+ \geq 0V$ momento en que volverá a cambiar la salida del circuito de disparo, por lo tanto se produce una oscilación. ¿Qué periodo tiene esa oscilación? Pues dos veces el tiempo de carga o descarga. Como ya sabemos que V_{o2} va a ser una señal triangular con una amplitud de $2.5 V_p$ tenemos que un semiperiodo durará,

$$V_{o2}(t) = 2.5V = -2.5V + \frac{5V}{R_{in}C}t$$

donde $t = R_{in}C$ por lo tanto el periodo será de $t = 2R_{in}C$.

Si la resistencia R_{in} la sustituimos por una fotorresistencia el periodo de oscilación dependerá directamente del flujo luminoso y por lo tanto midiendo la frecuencia de la oscilación podríamos saber el valor de la intensidad luminosa si se tiene control de esta variable (Sendra, 2001).

2.4 Simulación del circuito oscilador controlado por intensidad de luz

La simulación del circuito oscilador controlado por luz se realizó con la librería de Simulink con MatLab asumiendo que $V_{ref} = 0$ y que la resistencia R_{in} del circuito de la figura 2.7 se comporta como una fotorresistencia variable linealmente con una fuente de luz, que también varía linealmente su intensidad luminosa, la cual es irradiada sobre su superficie fotosensible. Para realizar la simulación del circuito electrónico se utilizarán los datos gráficos de una fotorresistencia comercial OED-PCC-9P5-1L, los cuales se muestran en la figura 2.8. En la figura 2.8(a) se muestra la variación de la resistencia en función de la iluminación, en este caso se simulará la respuesta lineal de la resistencia en un rango aproximado de 1 kΩ a 20 kΩ. En la figura 2.8(b) se muestra la sensibilidad espectral la cual tiene su pico máximo en la longitud de onda de 550 nm.

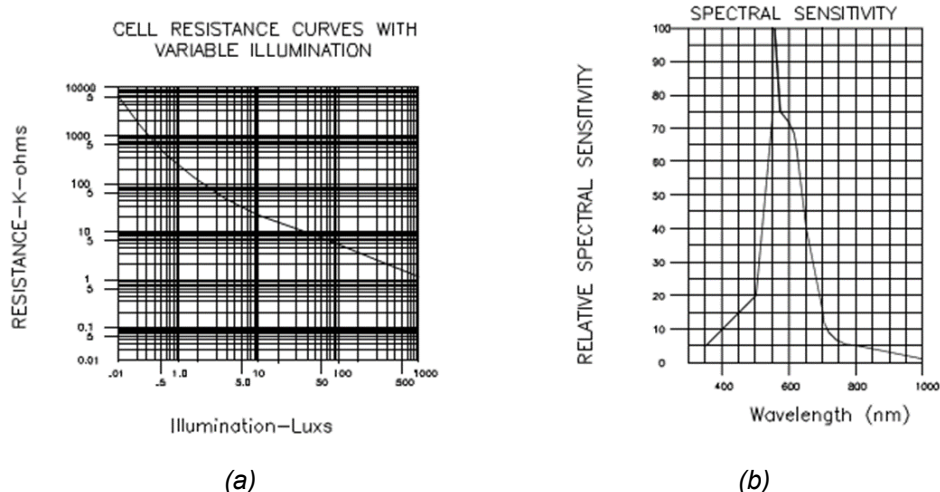


Figura 2.8. Curvas de la fotoresistencia OED-PCC-9P5-1L, a) variación de la resistencia en función de la iluminación y b) sensibilidad espectral en función de la longitud de onda, (LUMEX INC. 2002).

2.4.1 Descripción del circuito de simulación

Para simular el circuito oscilador de la figura 2.7 se generó una función lineal temporal que llega al cursor de una resistencia variable (variable resistor), figura 2.9.

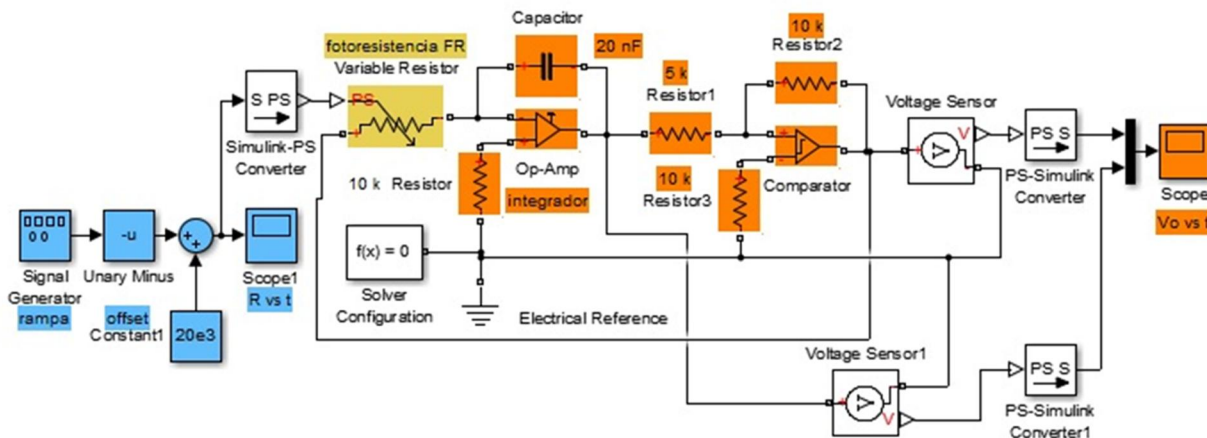
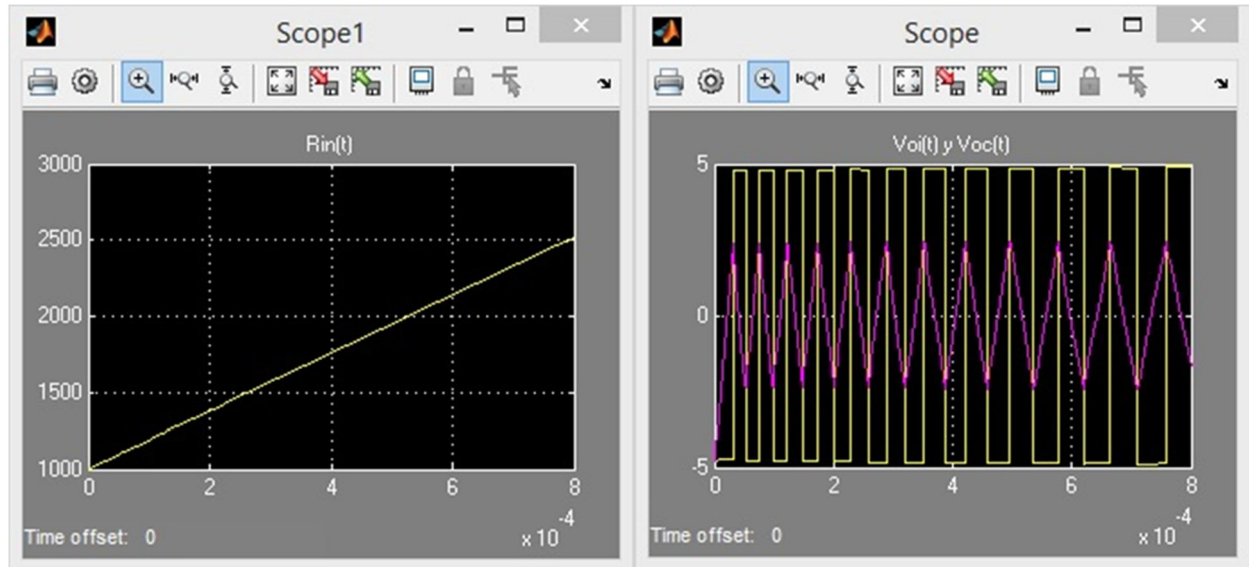


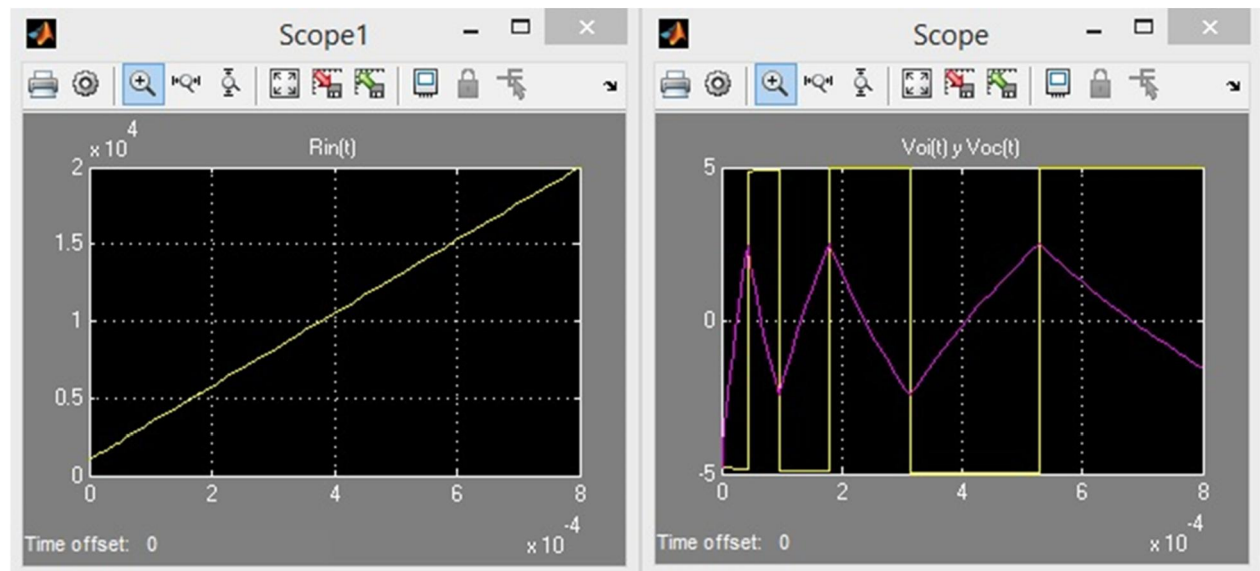
Figura 2.9. Circuito oscilador controlado por intensidad de luz. Fuente: elaboración propia con Simulink.

Esta controla su valor en un rango aproximado de 1 k Ω a 20 k Ω , de acuerdo a la gráfica de la figura 2.8(a). De esta forma simulamos la respuesta lineal $R_{in}(t)$ de una fotoresistencia FR, suponiendo una fuente de luz linealmente variable que incide en la FR de alta a baja intensidad luminosa y en donde se muestra que a mayor iluminación se obtiene un menor valor de resistencia. Esta respuesta se implementa simulando un generador de señales, una función unitaria inversa, un sumador y una constante de offset

(indicados en azul), figura 2.9. La función lineal $R_{in}(t)$ simula la respuesta lineal con pendiente ascendente de una FR de menor a mayor resistencia en la entrada del circuito oscilador, como se muestra en la gráfica de la figura 2.10(a) izquierda.



(a)



(b)

Figura 2.10. a) Función variable lineal de $R_{in}(t)$ para un rango de 1 k Ω a 2.5 k Ω (izquierda) y señales de salida $V_{oi}(t)$ en magenta y $V_{oc}(t)$ en amarillo (derecha). b) Función variable lineal de $R_{in}(t)$ para un rango de 1 k Ω a 20 k Ω (izquierda) y señales de salida $V_{oi}(t)$ en magenta y $V_{oc}(t)$ en amarillo (derecha). Fuente: elaboración propia con Simulink.

La señal de la resistencia variable entra al circuito integrador (en naranja), figura 2.9, la cual generará una señal de salida del amplificador operacional (Op-Amp) de carga y descarga $V_{oi}(t)$ (en magenta, figura 2.10 derecha) con una constante de tiempo en función de $R_{in}(t)C$ y que a su vez entra al circuito Schmitt-Trigger, figura 2.9. En la salida de este, se genera una señal cuadrada $V_{oc}(t)$ (en amarillo, figura 2.10 derecha), como se explicó anteriormente. Esta señal entra a un extremo de la resistencia variable FR provocando que $V_{oc}(t)$ oscile en función de $R_{in}(t)$ (en amarillo, figura 2.10 izquierda), simulando la respuesta de una fotoresistencia FR en función de una supuesta intensidad luminosa linealmente irradiada sobre su superficie fotosensible.

En la figura 2.10 se muestran las señales de salida, Scope, del oscilador $V_{oi}(t)$ en magenta con frecuencias variables en función de la resistencia variable $R_{in}(t)$ en el rango de 1 k Ω a 20 k Ω , Scope1, de acuerdo a los valores de la gráfica de la figura 2.8(a). En donde se ve que la frecuencia f de $V_{oc}(t)$ en amarillo disminuye cuando la resistencia R_{in} aumenta de acuerdo al período establecido como $T=2R_{in}C$.

En la figura 2.10(a) se muestra la función variable lineal de $R_{in}(t)$ en Scope1, en donde se muestran las señales de salida $V_{oi}(t)$ y $V_{oc}(t)$ para un rango de 1 k Ω a 2.5 k Ω , mostrando como disminuye la frecuencia conforme aumenta la resistencia $R_{in}(t)$. En la figura 2.10(b) se muestra el mismo comportamiento en el rango de $R_{in}(t)$ de 1 k Ω a 20 k Ω .

3. FOTODIODO

3.1 Semiconductores intrínseco i, tipo n, tipo p

Un semiconductor dopado tipo n tiene su nivel de Fermi cerca de la banda de conducción (figura 3.1) ya que este nos indica el lugar donde hay un 50% de probabilidades de encontrarnos con un portador, donde se encuentran muchos en la banda de conducción, por el contrario si está dopado tipo p el nivel de Fermi estará muy cercano a la banda de valencia ya que la banda de conducción estará muy despoblada de electrones así como la parte alta de la banda de valencia (poblada de huecos).

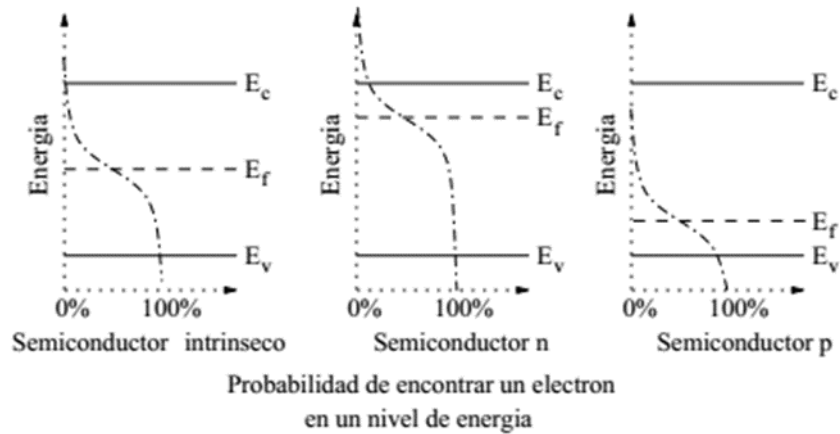


Figura 3.1. Distribución de la probabilidad de encontrar un electrón a un determinado nivel energético en un semiconductor intrínseco, n y p. Posición de nivel de Fermi en cada caso (Sendra, 2001, p.20).

Cuando unimos ambos materiales y mientras permanezcamos en equilibrio el nivel de Fermi será único, el principio de entropía hará que el exceso de portadores de signo contrario en cada uno de los materiales se uniformice, al producirse esta difusión y debido al mantenimiento de la carga quedarán cargas positivas en el lado n (donadores sin electrón) y negativas en el lado p (aceptores sin hueco) generándose un campo eléctrico que impide que esta difusión siga, figura 3.2(a). Cuando aplicamos un campo eléctrico contrario al generado disminuye el campo que se opone a la circulación de carga quedando el diodo en directa, mientras que cuando aplicamos un campo eléctrico que incrementa el existente no se favorece la circulación de corriente, figura 3.2(b).

La fórmula de la corriente en una unión pn ideal será,

$$I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{eV_d}{\eta kT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

con lo que cuando V es positiva la corriente directa crece de forma exponencial y cuando V es negativa la corriente es I_{sat} en sentido inverso (Sendra 2001).

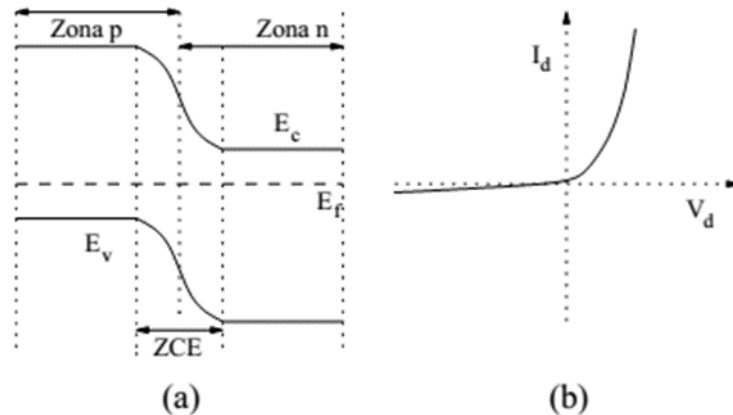


Figura 3.2. (a) Bandas de conducción y valencia en una unión pn, (b) Curva I - V de un diodo pn (Sendra, 2001, p.21).

3.2 Fotodiodo PN

En la zona de carga de espacio ZCE (donde hay campo eléctrico) hay portadores de ambos tipos, mientras que en el resto del diodo (por ejemplo en la zona n) hay muchos electrones y pocos huecos $n \gg p$, un electrón en exceso en la zona n tiene pocas probabilidades de encontrarse con un hueco con quien recombinarse por lo que el tiempo de vida será alto, sin embargo en la zona de carga de espacio será bajo, lo mismo puede decirse para los huecos en el lado p. Supongamos un diodo pn sin polarización y sobre el que incida radiación electromagnética (figura 3.3), los pares electrón-hueco que incidan sobre la zona n o p desaparecerán rápidamente ya que el hueco generado en la zona n encontrará un electrón con quien recombinarse e igualmente con el electrón generado en la zona p, pero los pares generados en la zona de carga de espacio aunque tienen alta probabilidad de recombinarse también tienen un fuerte campo eléctrico que les aparta de la zona y separa al electrón y al hueco enviando a cada uno a la zona en que son mayoritarios y por tanto tienen pocas probabilidades de recombinarse y velocidad para llegar al electrodo, en ese momento si el electrón llega antes que el hueco y para mantener la neutralidad de un electrón se generará en el otro electrodo recombinándose

rápida con un hueco con lo que desaparece el par (lo mismo si hubiese llegado antes el hueco).

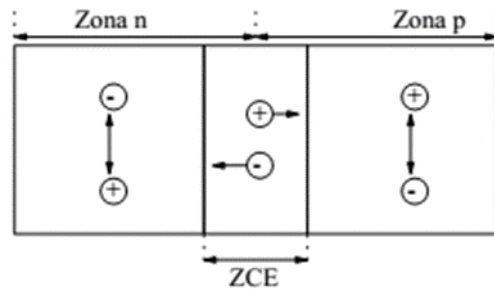


Figura 3.3. Posibles zonas de generación de un par electrón-hueco y su efecto en la detección (Sendra, 2001, p.21).

Acabamos de describir la gran ventaja del fotodiodo, hay una zona muy estrecha y de alto campo eléctrico (zona de carga de espacio ZCE) en que se separan con facilidad los pares electrón-hueco y con un tiempo de vida corto pero inmediatamente llegan a una zona en la que tienen tiempo de vida largo por lo que son capaces de llegar al electrodo, este será un dispositivo rápido en contraposición a las fotorresistencias. En la figura 3.4 se muestra el esquema de la unión pn de un fotodiodo así como el corte transversal del mismo.

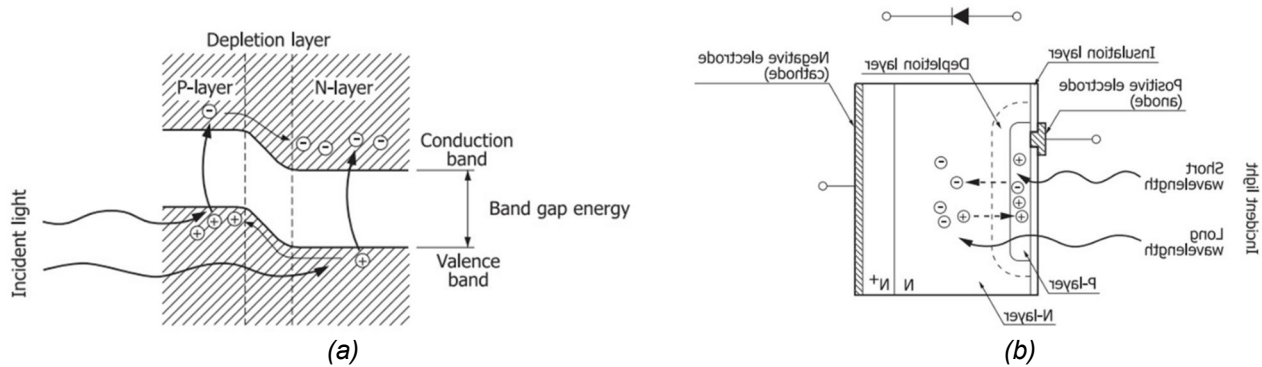


Figura 3.4. Fotodiodo de Silicio. (a) Junta PN, (b) Esquema de su sección transversal (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.23).

La fotocorriente (que se considera positiva en el sentido de avance de las cargas positivas) va desde la zona n a la p es decir es una corriente inversa ello implica que la ecuación (3.2) se modifica apareciendo un término negativo de la siguiente forma,

$$I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV_d}{\eta K T}} - 1 \right) - I_f \quad (3.2)$$

Donde I_f es la corriente debida a los fotones o fotocorriente, así pues cuando tengamos luz incidiendo sobre nuestro fotodiodo, la relación I-V evolucionará quedando de la forma que podemos ver en la figura 3.5.

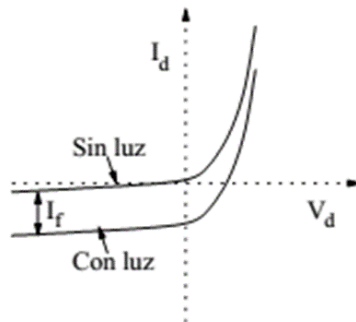


Figura 3.5. Modificación de la relación I-V en un fotodiodo cuando hay luz incidente (Sendra, 2001, p.22).

3.3 Fotodiodo PIN

¿Cuál es el principal problema de un fotodiodo pn? Pues que la zona útil para la generación efectiva de un par electrón hueco es pequeña, tan sólo la zona de carga espacial. ¿Cómo solucionarlo? Pues la zona de carga espacial. Para incrementar la zona de carga de espacio se puede hacer de dos formas. Polarizando fuertemente el diodo en inversa o añadir entre la zona n y la p una zona no dopada, es decir, una zona intrínseca de ahí el nombre de fotodiodo pin.

¿Qué sucede en el interior de un fotodiodo pin? Bueno pues apliquemos la misma lógica que es el caso anterior. Un par electrón hueco generado fuera de la zona de carga de espacio tiene pocas posibilidades de ser útil, ahora la zona de carga de espacio ha aumentado ya que al tamaño de esta zona en un diodo pn hay que añadir la zona i. ¿Podemos hacerla tan grande como queramos? Pues desgraciadamente no ya que el incremento de la zona de carga de espacio hace disminuir el campo eléctrico y por tanto la velocidad de los portadores y al final lo que queda perjudicado es la velocidad así que hay que cumplir un compromiso entre velocidad y volumen de captación de portadores.

3.4 Fotodiodo APD

Por último describiremos el fotodiodo APD que es el acrónimo de avalanche photodiode o traducido como fotodiodo de avalancha.

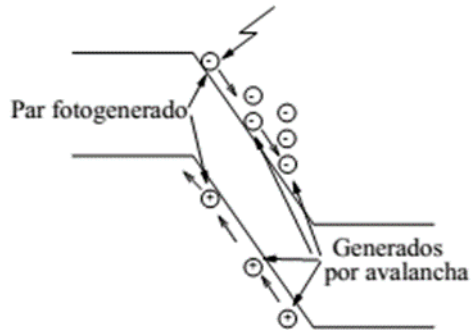


Figura 3.6. Efecto avalancha: un par electrón-hueco generado por un fotón incidente genera por choques otros pares electrón-hueco por lo que aparece ganancia (Sendra, 2001, p.23).

Su funcionamiento se basa en la polarización inversa muy fuerte (la segunda posibilidad que habíamos comentado previamente) al hacer esto se consigue que la zona de carga de espacio crezca pero también que crezca fuertemente el campo eléctrico en la ZCE. El efecto avalancha lo podemos ver en la figura 3.6 los portadores generados al ser acelerados por el campo eléctrico chocan con átomos cediéndoles su energía de esa forma la energía puede aprovecharse para la generación de nuevos portadores lo que permite que haya más de un portador de carga por fotón lo que nos devuelve al concepto de ganancia que vimos con las fotorresistencias.

¿Cómo se consigue aumentar esta ganancia? Pues incrementando el campo eléctrico aunque esto también tiene un límite que viene impuesto por algo similar a la ruptura zener en los diodos, con lo que la corriente aparece ya no por motivos ópticos sino electrónicos (Sendra, 2001).

3.5 Circuito equivalente de un fotodiodo

El circuito equivalente de un fotodiodo se muestra en la figura 3.7.

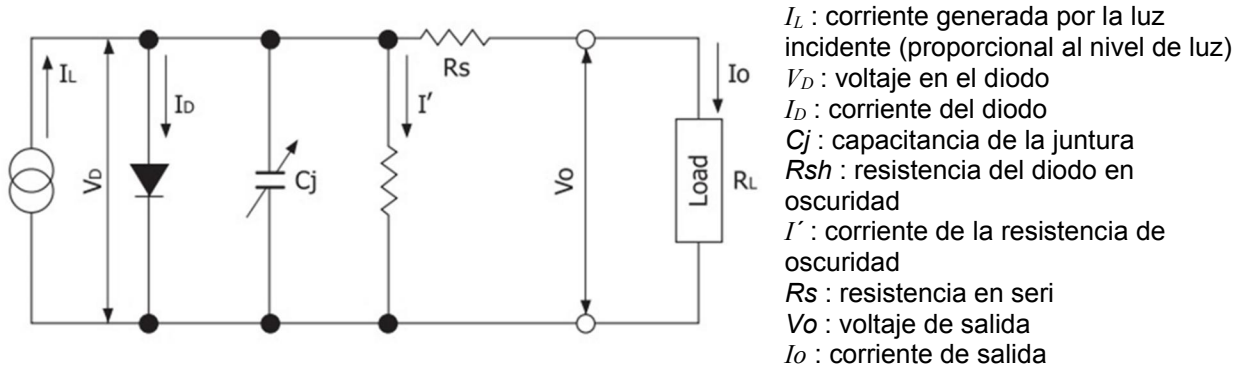


Figura 3.7. Circuito equivalente de un fotodiodo de Silicio (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.23).

Utilizando el circuito equivalente anterior, la salida de la corriente (I_o) se expresa por la ecuación (3.3).

$$I_o = I_L - I_D - I' = I_L - I_s \left(e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) - I' \quad (3.3)$$

I_s : corriente de saturación inversa del fotodiodo

q : carga del electrón

k : constante de Boltzman

T : temperatura absoluta del diodo

El voltaje de circuito abierto (V_{oc}) es el voltaje de salida cuando $I_o=0$, y se expresa por la ecuación (3.4).

$$V_{oc} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_L - I'}{I_s} + 1 \right) \quad (3.4)$$

Si I' es despreciable, debido a que I_s se incrementa exponencialmente con respecto a la temperatura ambiente, V_{oc} es inversamente proporcional a la temperatura ambiente y proporcional a el $\log(I_L)$. Sin embargo, esta relación no se mantiene cuando se detectan niveles bajos de luz.

La corriente de corto circuito (I_{sc}) es la corriente de salida cuando la resistencia de carga (R_L) = 0, y se expresa con la ecuación (3.5).

$$I_{sc} = I_L - I_S \left(e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot R_s}{kT}} - 1 \right) - \frac{I_{sc} \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (3.5)$$

En la ecuación (3.5), el segundo y tercer términos llegan a ser la causa que determina el límite de linealidad de la corriente de corto circuito. Sin embargo, debido a que R_s es de varios ohmios y R_{sh} es de 10^7 a 10^{11} ohmios, el segundo y tercer términos llegan a ser despreciables sobre un rango amplio (www.hamamatsu.com).

3.6 Curvas características de voltaje vs corriente

Cuando se aplica un voltaje a un fotodiodo de Silicio (Si) en un estado de oscuridad, la curva de corriente vs voltaje característica que se observa es similar a la curva de un diodo rectificador convencional como se muestra en 1 de la figura 3.8.

Sin embargo, cuando la luz incide en el fotodiodo, la curva en 1 cambia a 2 e incrementando el nivel de luz incidente esta curva característica sigue en paralelo a la posición 3. Así como para las curvas características de 2 y 3, si las terminales del fotodiodo se ponen en corto, una corriente de corto circuito I_{sc} o I'_{sc} proporcional al nivel de luz fluirá desde el ánodo al cátodo. Si el circuito se abre, se generará un voltaje de circuito abierto V_{oc} o V'_{oc} con la polaridad positiva en el ánodo. V_{oc} cambia logarítmicamente con cambios en el nivel de luz pero generalmente varía con la temperatura, haciéndolo inestable para las *mediciones de nivel de luz*.

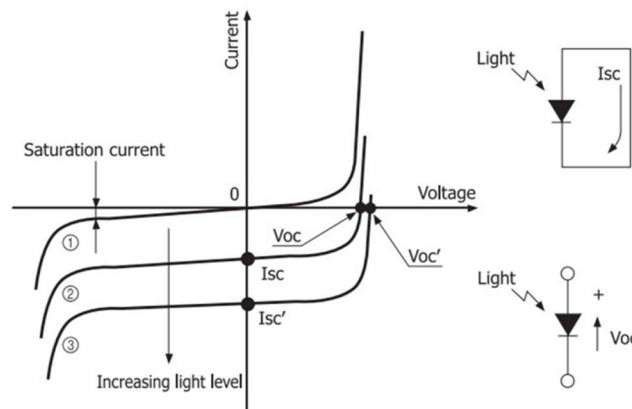


Figura 3.8. Curvas características del fotodiodo de corriente vs voltaje (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.24).

Si el circuito se abre, se generará un voltaje de circuito abierto V_{oc} o V'_{oc} con la polaridad positiva en el ánodo. V_{oc} cambia logarítmicamente con cambios en el nivel de luz pero generalmente varía con la temperatura, haciéndolo inestable para las mediciones de nivel de luz.

La figura 3.9 muestra una relación típica entre I_{sc} y el nivel de luz incidente y además entre V_{oc} el nivel de luz incidente.

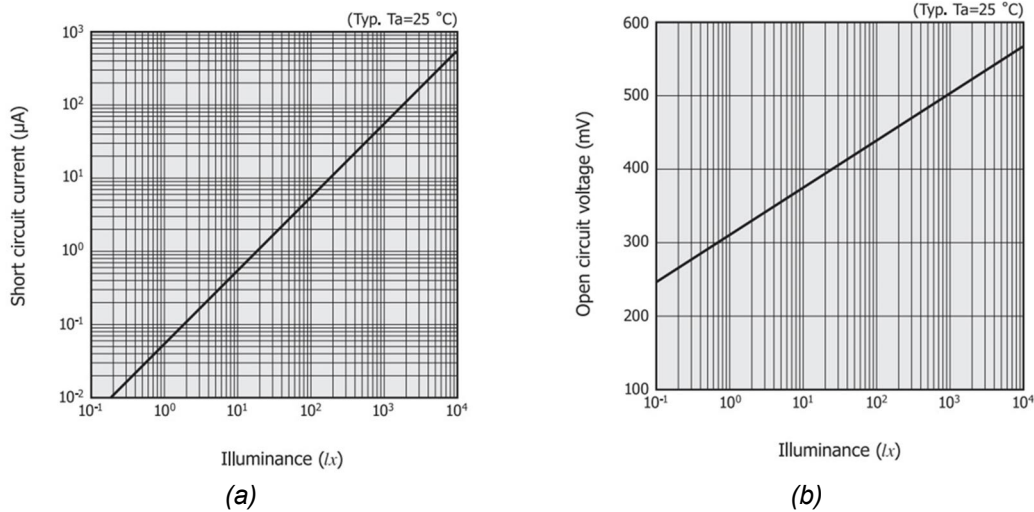


Figura 3.9. Señal de salida vs. Nivel de luz incidente. (a) Corriente de corto circuito. (b) Voltaje de circuito abierto (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.24).

La figura 3.10 muestra los métodos básicos para medir una fotocorriente. En el circuito mostrado en (a), el voltaje ($I_o R_L$) se amplifica por medio de un amplificador con ganancia G .

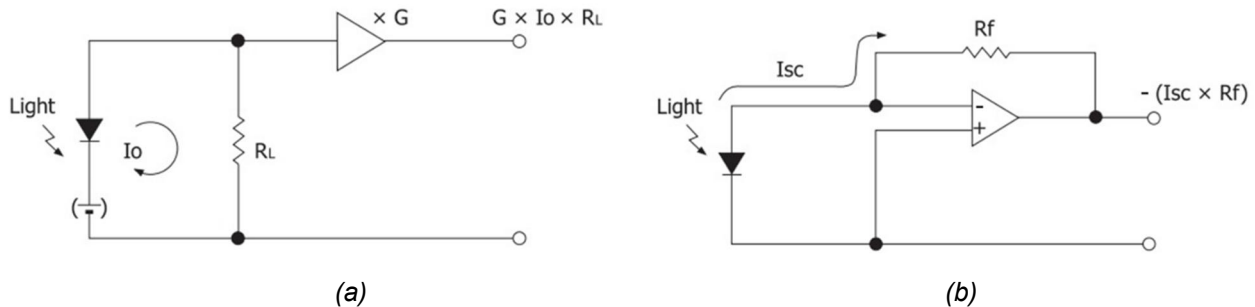


Figura 3.10. Ejemplos de conexión del FD. (a) Cuando se conecta la resistencia de carga. (b) Cuando se conecta el AO, (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.25).

Una mayor linealidad se mantiene aplicando un voltaje inverso en el fotodiodo (figuras 3.14 y 3.15). El circuito mostrado en (b) utiliza un amplificador operacional AO para conectar el fotodiodo FD. Si llamamos A a la ganancia de malla abierta del AO, la retroalimentación negativa del circuito permite que la resistencia de entrada interna (equivalente a la resistencia de carga R_L) sea R_f/A la cual es de varios ordenes de magnitud menor que R_L . De esta forma este circuito permite mediciones ideales de corriente de corto circuito. Cuando es necesario medir la fotocorriente en un rango amplio, los valores propios de R_L y R_f deben ser seleccionados para prevenir la saturación de la salida aun cuando el nivel de luz incidente sea alto.

La figura 3.11 es una vista magnificada de la región cero de la curva 1 mostrada en la figura 3.8. Esto prueba que el cambio en la corriente de oscuridad (I_D) es aproximadamente lineal en un rango de voltaje de alrededor de ± 10 mV. La pendiente en esta línea recta indica la resistencia del diodo en oscuridad (R_{sh}), y esta resistencia es la causa de la corriente de ruido térmico. Para los fotodiodos de Si de HAMAMATSU, los valores de la resistencia de oscuridad se obtienen utilizando una corriente de oscuridad medida aplicando -10 mV.

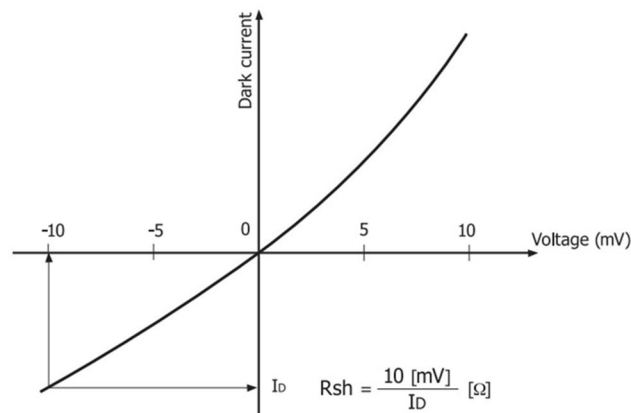


Figura 3.11. Corriente de oscuridad vs. Voltaje (vista ampliada de la región cero de la curva 1 de la figura (3.8), (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.25).

Los fotodiodos de Si generan una potencia debido al efecto fotoeléctrico, de esta forma pueden operar sin la necesidad de una fuente de potencia externa. La fotocorriente es extremadamente lineal con respecto al nivel de luz incidente. Cuando la luz incidente se encuentra en el rango de 10^{-12} a 10^{-2} W, el rango de linealidad alcanzable es mayor que

nueve ordenes de magnitud (dependiendo del tipo de fotodiodo y su circuito operativo, etc.). El límite inferior de esta linealidad se determina por medio de la potencia equivalente de ruido (NEP), mientras que el límite superior depende de la resistencia de carga, voltaje inverso, etc., figura 3.12,

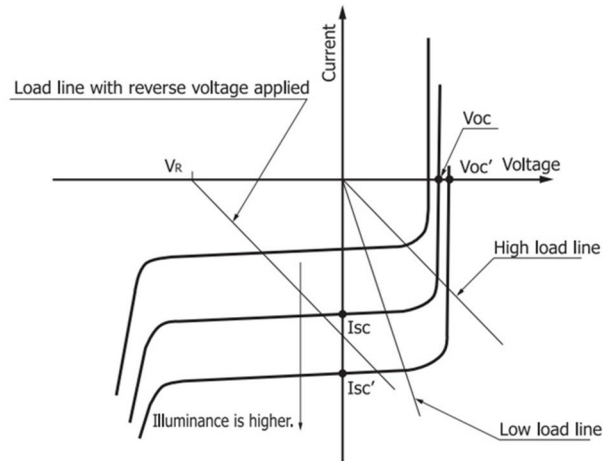


Figura 3.12. Curvas características de Corriente vs. Voltaje y líneas de carga (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.25).

y esta dado por la ecuación (3.6).

$$P_{sat} = \frac{V_{Bi} + V_R}{(R_S + R_L) \times S_\lambda} \quad (3.6)$$

P_{sat} : energía de entrada [W] en el nivel superior de linealidad ($P_{sat} \leq 10$ mW)

V_{Bi} : voltaje de contacto [V] (aprox. 0.2 a 0.3 V)

V_R : voltaje inverso [V]

R_L : resistencia de carga [Ω]

S_λ : foto sensibilidad [A/W] a una longitud de onda λ

R_S : resistencia en serie del fotodiodo (varios ohms)

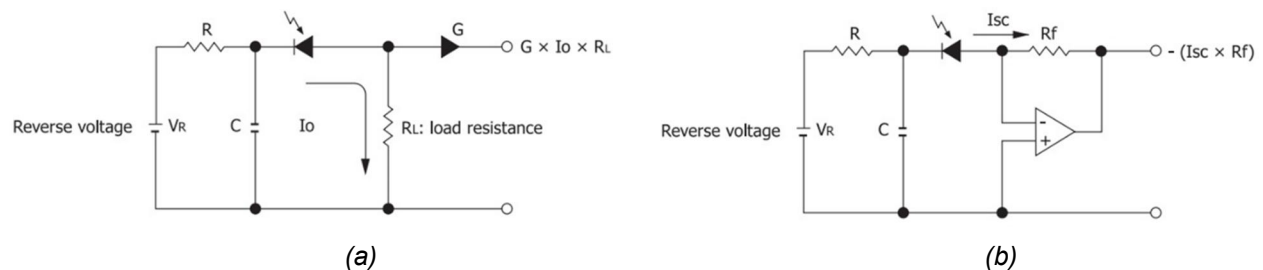


Figura 3.13. Ejemplos de conexión con voltaje inverso aplicado. (a) Fotodiodo directo. (b) Fotodiodo con amplificador operacional (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.25).

En algunos casos, aplicar un voltaje inverso es efectivo para incrementar el límite superior de linealidad. La figura 3.13 muestra ejemplos de conexión para aplicar el voltaje inverso. La figura 3.14 muestra cómo cambia el límite superior de linealidad con un voltaje inverso (V_R). Mientras que la aplicación de un voltaje inverso a un fotodiodo es útil para mejorar la linealidad, también se incrementan los niveles de la corriente de oscuridad y ruido. Dado que un voltaje inverso en exceso puede dañar al fotodiodo, se recomienda utilizar un voltaje inverso que no exceda el rango máximo absoluto, y estar seguro de que el cátodo se mantenga en un potencial positivo con respecto del ánodo. Cuando la luz de un láser se concentra en un punto, se deben tomar ciertas precauciones debido a que la cantidad de luz por unidad de área se incrementa, y la linealidad se deteriora.

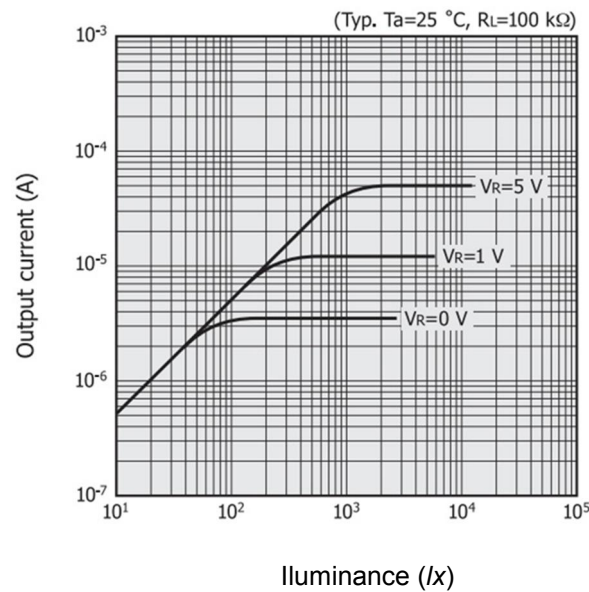


Figura 3.14. Curvas de corriente de salida vs. Iluminancia (S1223), (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.26).

3.7 Respuesta espectral

Cuando la energía de la luz absorbida es menor que la banda prohibida de energía del fotodiodo de Si, el efecto fotovoltaico no se presenta. La longitud de onda de corte (λ_c) se puede expresar por la ecuación (3.7).

$$\lambda_c = \frac{1240}{E_g} [nm] \quad (3.7)$$

E_g : energía de la banda prohibida [eV]

En el caso del Si a temperatura ambiente, la banda de energía prohibida es 1.12 eV, así la longitud de onda de corte es 1100 nm. Para longitudes de onda corta, sin embargo, el grado de absorción de luz dentro de la superficie de la capa de difusión llega a ser muy larga, figura 3.4(b). Por lo tanto, entre más delgada es la capa de difusión y la juntura PN se encuentre más cerca de la superficie, la sensibilidad será mayor. Para fotodiodos de Si normales, la longitud de onda de corte en la zona de longitud de onda corta es de 320 nm, mientras que para fotodiodos de Si mejorados para UV es de 190 nm (series S1226/S1336, etc.), figura 3.15.

La longitud de onda de corte se determina por las propiedades del material intrínseco del fotodiodo de Si, pero también se afecta por la transmitancia espectral del material de la ventana de entrada de luz.

Para el vidrio de borosilicato y el recubrimiento de resina plástica, las longitudes de onda de los 300 nm aproximadamente son absorbidos. Si estos materiales se utilizan como en las ventanas, se perderá la sensibilidad de la longitud de onda corta. Cuando se detectan longitudes de onda más corta que 300 nm, se utilizan los fotodiodos de Si con ventanas de cuarzo. Las mediciones que se limitan a la región de luz visible utilizan un filtro de compensación sensible al visual que permite que pase a través de él solamente la luz visible. La figura 3.15 muestra la respuesta espectral de varios tipos de fotodiodos de Si.

El tipo BQ utiliza una ventana de cuarzo, el tipo BK una ventana de vidrio de borosilicato, y el tipo BR una ventana con un recubrimiento de resina. El S9219 es un fotodiodo de Si con un filtro de compensación sensible al visual. A una longitud de onda dada, el número de electrones o huecos que se pueden extraer como una fotocorriente dividida por el número fotones incidentes se llama eficiencia cuántica (QE).

La eficiencia cuántica esta dada por la ecuación (3.8) (www.hamamatsu.com).

$$QE = \frac{S \times 1240}{\lambda} \times 100 \% \quad (3.8)$$

S : foto sensibilidad [A/W]

λ : longitud de onda [nm]

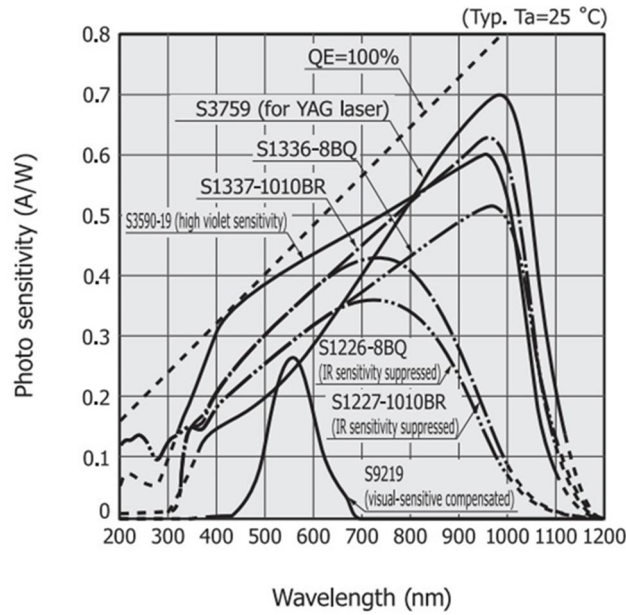


Figura 3.15. Curvas de respuesta espectral de fotodiodos de Si, (Chapter 02. Si photodiodoes, Hamamatsu, p.26).

3.8 Ruido característico

Así como otros tipos de fotosensores, los límites bajos de detección de luz para los fotodiodos de Si están determinados por su ruido característico. El ruido de corriente del fotodiodo de Si (i_n) es la suma del ruido térmico de corriente o ruido de corriente de Johnson (i_j) de una resistencia la cual se aproxima a la resistencia de oscuridad (R_{sh}) y a las corrientes (i_{SD} e i_{SL}) resultantes de la corriente de oscuridad y de la fotocorriente, ecuación (3.9).

$$i_n = \sqrt{i_j^2 + i_{SD}^2 + i_{SL}^2} [A] \quad (3.9)$$

i_j se ve como el ruido térmico de R_{sh} y esta dado por la ecuación (3.10).

$$i_j = \sqrt{\frac{4kTB}{R_{sh}}} [A] \quad (3.10)$$

k : constante de Boltzman

T : temperatura absoluta del fotodiodo

B : ancho de banda

Cuando se aplica un voltaje inverso como en la figura (3.13), siempre existe una corriente de oscuridad. El ruido de disparo i_{SD} de la corriente de oscuridad esta dado por la ecuación (3.11).

$$i_{SD} = \sqrt{2q I_D B} \text{ [A]} \quad (3.11)$$

q : carga del electrón

I_D : corriente de oscuridad

Cuando una corriente (I_L) se genera por medio de la luz incidente, i_{SL} se da por la ecuación (3.12).

$$i_{SL} = \sqrt{2q I_L B} \text{ [A]} \quad (3.12)$$

Si $I_L \gg 0.026/Rsh$ ó $I_L \gg I_D$, el ruido de corriente de disparo i_{SL} de la ecuación (3.12) llega a ser predominante en lugar del factor de ruido de la ecuación (3.10) o (3.11).

Las amplitudes de estas fuentes de ruido son casi proporcionales a la raíz cuadrada del ruido de ancho de banda (B) por esto se expresan en unidades de $(A/Hz)^{1/2}$ normalizada por B . El límite bajo de detección de luz para los fotodiodos de Si usualmente se expresa como la intensidad de luz incidente requerida para generar una corriente igual a la corriente de ruido como se expresa en la ecuación (3.11) o (3.12), la cual esta en términos de la potencia equivalente de ruido (NEP), ecuación (3.13).

$$NEP = \frac{i_n}{S} [W/Hz^{\frac{1}{2}}] \quad (3.13)$$

i_n : ruido de corriente $[(A/Hz)^{1/2}]$

S : foto sensibilidad $[A/W]$

En los casos donde predomina i_j , la relación entre NEP y la resistencia de oscuridad se grafica como se muestra en la figura 3.16. Esta relación concuerda con los datos teóricos (www.hamamatsu.com).

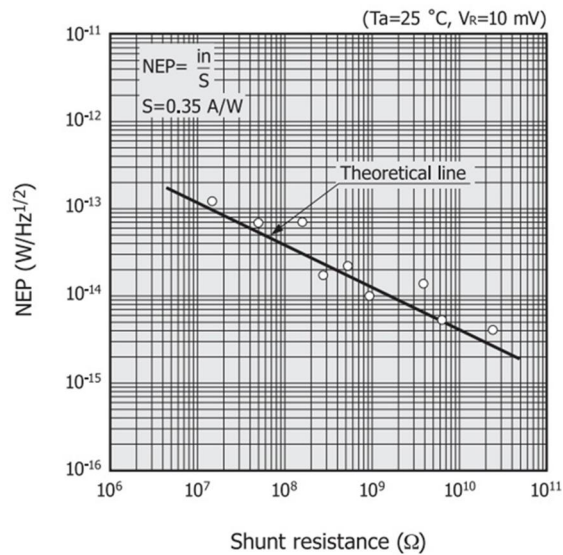


Figura 3.16. Curvas de NEP vs. Resistencia de oscuridad (S1226-5BK), (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.27).

3.9 Conexión a un Amplificador Operacional

La figura 3.17 muestra una un ejemplo de conexión básico de un AO y un FD de Si. En la región de DC a baja frecuencia, la salida de voltaje V_{out} es de 180 grados fuera de fase con la corriente de entrada (I_{sc} corriente de corto circuito del fotodiodo) y esta dado por: $V_{out} = -I_{sc} \times R_f$. La resistencia de retroalimentación R_f se determina por cuanto se necesita multiplicar la corriente de entrada.

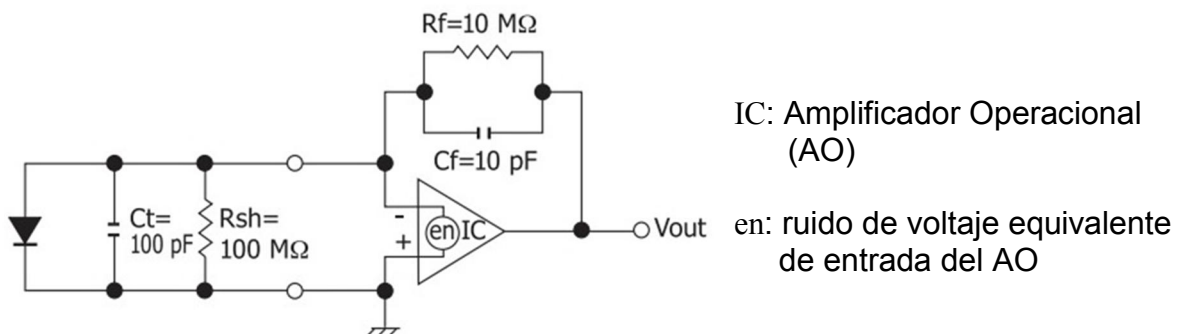


Figura 3.17. Ejemplo de conexión básica de un FD de Si con un AO, (Chapter 02. Si photodiodes, Hamamatsu, p.27).

Si, por ejemplo, la resistencia de retroalimentación es mayor que la resistencia de oscuridad R_{sh} del FD, el voltaje de ruido (e_n) de entrada del AO y el voltaje de offset de entrada (debido a las asimetría de las corrientes de polarización) se multiplicarán por “1

+ R_f/R_{sh} " y también se encontrarán superpuestos en el voltaje de salida V_{out} . Más aún, el error de corriente de bias (corriente de polarización de entrada inversora y no inversora) del AO también se incrementará, por lo que no es práctico utilizar una resistencia de retroalimentación infinitamente grande. Si hay una capacitancia C_t , la capacitancia de retroalimentación C_f previene una operación inestable del circuito en regiones de alta frecuencia. La capacitancia de retroalimentación y la resistencia de retroalimentación además forman un filtro paso bajo con una constante de tiempo de $C_f \times R_f$, así sus valores deberán elegirse de acuerdo a la aplicación. Cuando se desea integrar la cantidad de luz incidente en aplicaciones como la detección de radiación, se debe remover R_f para que el AO y C_f actúen como un circuito integrador. Sin embargo, se requiere de un interruptor para descargar C_f con el fin de detectar señales continuas (www.hamamatsu.com).

3.10 Circuito diferencial de transimpedancia

En la figura 3.18 se representa una configuración con un amplificador operacional AO conocida como convertidor de corriente a voltaje (transimpedancia) o simplemente amplificador de corriente.

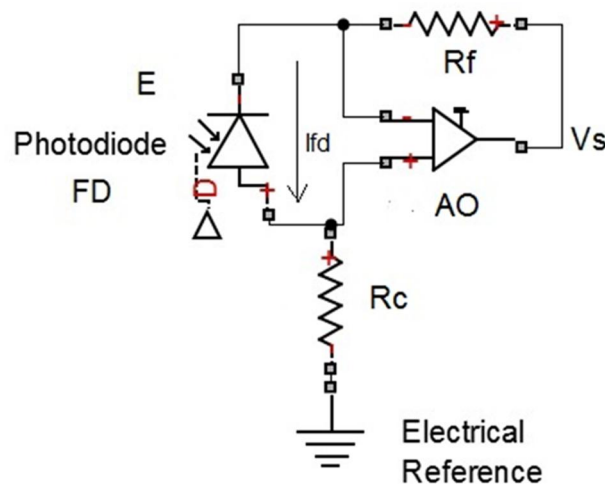


Figura 3.18. Circuito diferencial de transimpedancia. Fuente: elaboración propia con Simulink.

Las aplicaciones de este circuito comúnmente son para el acondicionamiento de señales luminosas utilizando fotodiodos FDs. El AO y el FD poseen cualidades diferenciales que se combinan para rechazar efectos de ruido de acoplamiento. Las entradas de polaridad

opuesta del AO superan cualquier señal diferencial aplicada, de las señales de modo común. El FD produce una señal diferencial en forma de corrientes de polaridad opuesta, como si fueran dos diodos conectados en paralelo con polaridad opuesta. La corriente que fluye hacia la terminal de un FD fluye fuera del otro, produciendo una señal de corriente diferencial. Aplicando esta señal a las dos entradas del AO se realiza la conversión de corriente a voltaje de entrada diferencial. Aquí una segunda resistencia R_c de conversión de corriente a voltaje y la conexión del FD en paralelo con las entradas diferenciales del AO diferencian este circuito del circuito de la figura 3.17. Estas diferencias sencillas producen fácilmente cambios anticipados en la ganancia y el offset de dc en el circuito pero cambios menos obvios en el desempeño del ruido. Primero, los cambios del circuito incrementan la ganancia de corriente a voltaje automáticamente y provee una reducción del offset de dc. En el circuito de la figura 3.18, la resistencia añadida R_c desarrolla una segunda señal de voltaje desde la corriente de ánodo I_{fd} del FD. Esta señal $I_{fd}(R_c)$ se añade a la señal normal $I_{fd}(R_f)$ incrementando la señal de voltaje salida V_s como,

$$V_s = I_{fd}(R_f + R_c) \quad 3.19$$

La resistencia R_c además ocupa la posición de la resistencia de compensación de offset. Haciendo las resistencias iguales en el circuito se cancelan los efectos de offset con las dos entradas de corriente del AO. Además, haciendo $R_f = R_c$ se balancea el circuito para óptimo rechazo de interferencia de ruido (Graeme, 1996).

4. FOTOTRANSISTOR

El fototransistor sigue el mismo principio de funcionamiento de la fotorresistencia o del fotodiodo, su peculiaridad consiste en su amplificación de señal debido al efecto transistor, la fotogeneración de portadores se realiza en la base, los símbolos con los que nos podemos encontrar un fototransistor podemos verlos en la figura 4.1. Hay dos símbolos (en este caso para dispositivos npn, que son los normales) uno con terminal de base y el otro sin él, en el primer caso la corriente que entra por la base es la suma de la

señal electrónica y la fotogenerada mientras que en el segundo caso sólo podemos tener señal fotogenerada.

Si nos olvidamos por un momento de la señal fotogenerada el comportamiento del dispositivo es exactamente igual que el del transistor convencional. El uso del fototransistor se puede dividir en dos grupos dependiendo de si el dispositivo tiene dos o tres terminales (figura 4.1).

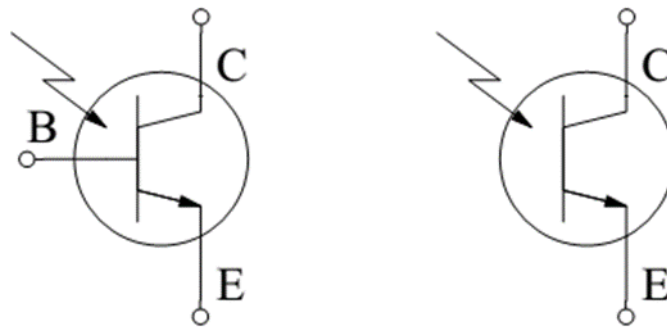


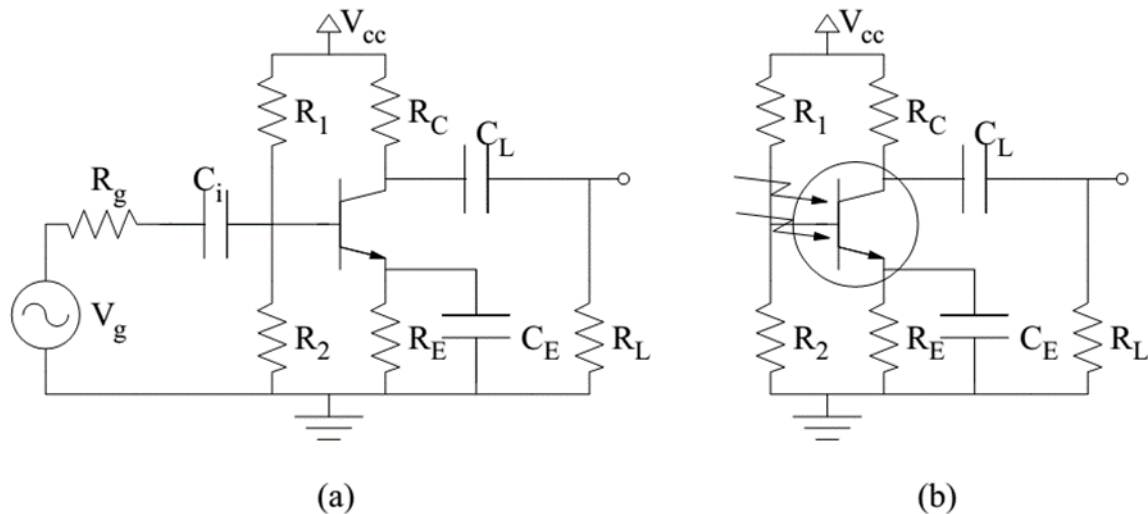
Figura 4.1. Símbolos del fototransistor, (Sendra, 2001, p.27).

En el caso de que tenga tres terminales su uso será idéntico al de un transistor normal, con la única diferencia de que la señal dada en lugar de venir de forma electrónica nos llega de forma fotónica. Si comparamos los circuitos de la figura 4.2 vemos que el primero tiene una corriente de base en señal pequeña de,

$$i_b = R_1 \parallel R_2 \cdot \frac{V_g}{R_g + R_1 \parallel R_2 \parallel r_{be}}, \quad (4.1)$$

mientras que en el segundo i_b viene dada por la fotocorriente, es decir por la irradiancia, si asumimos todas las configuraciones que conocemos para el transistor pueden extrapolarse para el fototransistor de tres terminales. Si sólo disponemos de dos terminales la polarización del transistor viene forzada y entonces la corriente de base de operación $I_{BQ} = 0$, esto nos puede incitar a pensar que no vamos a poder usar el transistor como amplificador, y de hecho para una alimentación antisimétrica no podríamos tener corrientes negativas de señal pequeña ya que el transistor estará en

corte. Si nos fijamos un poco mejor veremos que esto no puede suceder, las fotocorrientes son siempre positivas, no podemos tener una señal senoidal alrededor de la de polarización ya que podemos tener más o menos iluminación aunque nunca iluminación negativa. Lo que si podremos tener es señal senoidal sobre un nivel de



continua (ambos fotónicos) y entonces la IBQ vendrá dada por la iluminación media del sistema.

Figura 4.2. Circuitos con la misma funcionalidad, (a) transistor convencional y (b) fototransistor, (Sendra, 2001, p.28).

4.1 Características técnicas

En este apartado vamos a describir y explicar los detalles específicos del fototransistor (respecto al transistor) con los que nos encontraremos en una hoja de características. En este caso, por ejemplo, veremos el fototransistor PT481F de Sharp.

4.1.1 Características estáticas

Máxima potencia disipada

El transistor no debe superar una potencia máxima para evitar dañarse, el daño se produce al superarse una máxima temperatura en las uniones, siendo en este caso el daño en la de tensión colector-base ya que es la que más potencia soporta (su tensión es mayor que en la de emisor-base).

La temperatura máxima se compone de dos términos, la temperatura ambiente y el incremento de temperatura producida por la disipación, como nosotros no podemos medir la temperatura interna del dispositivo fijamos unos máximos de disipación, que como es lógico dependerán de la temperatura ambiente, ya que cuanto más alta sea la temperatura externa será necesario una elevación menor de temperatura debida a la disipación. Para el dispositivo elegido podemos ver esta gráfica de comportamiento en la figura 4.3(a).

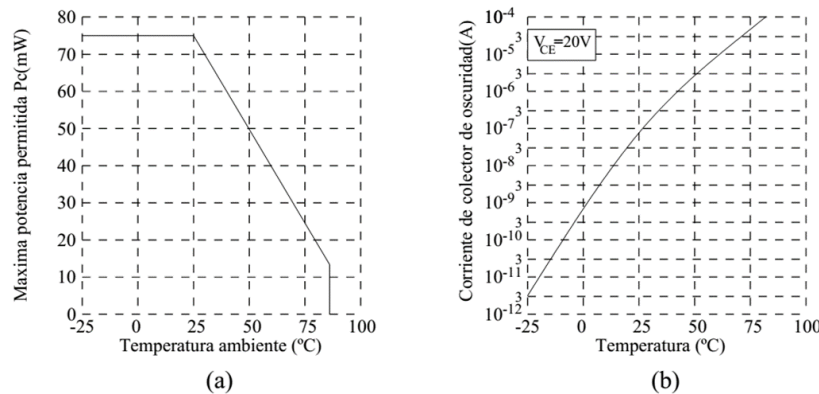


Figura 4.3. (a) Máxima potencia disipada permitida en la unión base-colector y (b) Evolución de la corriente de colector de oscuridad frente a la temperatura, (Sendra, 2001, p.29).

Corriente de colector de oscuridad

En todo dispositivo sensor hay una cantidad de señal que no es generada por fotones sino que aparece por efectos electrónicos internos del dispositivo, pero es importante conocer su magnitud para poder saber la fiabilidad de la señal final que se obtenga. En la figura 4.3(b) podemos ver un ejemplo de una curva de la corriente de colector de oscuridad frente a la temperatura, estamos hablando de corrientes del orden entre picoamperios y miliamperios dependiendo de la temperatura.

Debemos de tener en cuenta que no podremos aceptar como señales correctas aquellas que sean del orden (en este dispositivo en particular) del que aparece en la figura 4.3(b).

Variación de la corriente de colector con la temperatura ambiente

La corriente fotogenerada depende de la temperatura principalmente cuando la irradiancia es baja.

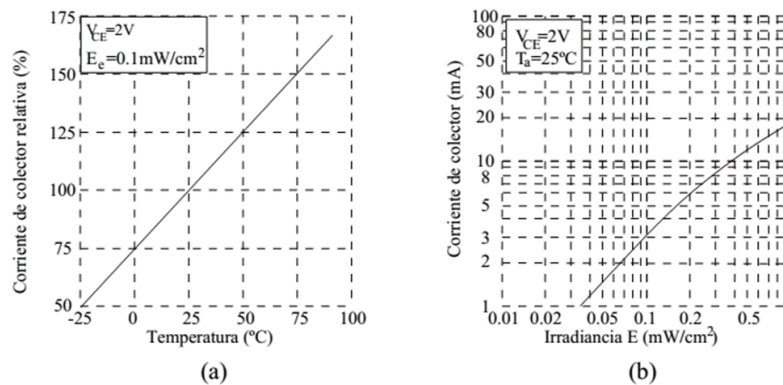


Figura 4.4. (a) Evolución de la corriente de colector frente a la temperatura para bajos niveles de irradiación. (b) Corriente de colector frente a la irradiancia, (Sendra, 2001, p.29).

Debemos recordar que la generación de portadores espontánea depende de la temperatura y que no depende de la irradiancia, por ello debemos tener principal cuidado cuando trabajemos con bajos niveles de señal ya que la señal puede variar mucho dependiendo de la temperatura ambiente tal y como podemos apreciar en la figura 4.4(a).

Corriente de colector frente a la irradiancia

El dato interesante será la corriente que generará el dispositivo cuando una determinada cantidad de luz incida sobre él, este dato lo tenemos en la figura 4.4(b), si comparamos con la figura 4.4(a) podemos ver que para una irradiancia de 0.04 mW/cm² la señal sugiere ser del orden de la magnitud la corriente de oscuridad para una temperatura de 100 °C lo cual nos indica que no serían válidas las medidas tomadas.

Corriente de colector frente a tensión colector-emisor

En esta familia de curvas podemos ver en la figura 4.5(a) que son iguales a las un transistor normal salvo que cada curva lleva asociada una irradiancia en lugar de una corriente de base.

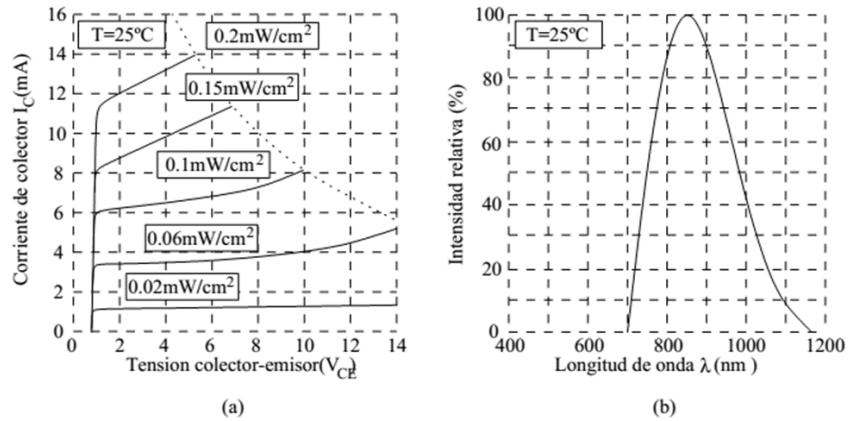


Figura 4.5. (a) Curvas de la corriente de colector frente a la tensión colector -emisor .
(b) Sensibilidad espectral del fototransistor PT430, (Sendra, 2001, p.30).

Sensibilidad espectral

Como en todo sensor fotónico un parámetro fundamental es la respuesta relativa del dispositivo a distintas longitudes de onda, en este caso podemos ver en la figura 4.5(b) que la máxima sensibilidad se produce a los 860nm (esta cifra también la da el fabricante de forma numérica) y el rango útil se extiende desde los 700 hasta los 1100 nm.

Diagrama de sensibilidad angular

Otro parámetro importante es la sensibilidad angular, esta característica nos da información acerca de respuesta a frente a excitaciones dependiendo de la dirección de la que llega la excitación, si nos fijamos en la curva 4.6(a) podemos ver que la máxima respuesta se da para iluminación frontal y que la respuesta se reduce a la mitad para un ángulo de 12° y a tan sólo un 10% para un ángulo de 20° . Este sería un fototransistor de ángulo de aceptación estrecho, por contraposición podemos encontrarlos que tengan una respuesta del 50% para un ángulo de recepción de 60° .

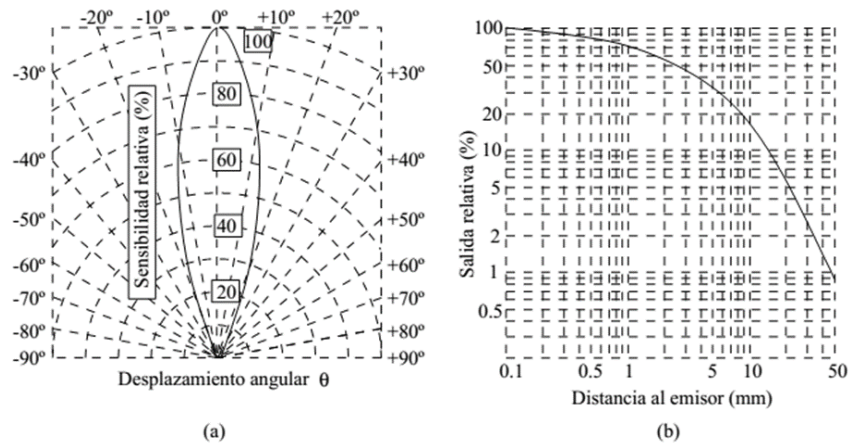


Figura 4.6. Respuesta relativa del fotodetector a: (a) Irradiaciones iguales que llegan desde distintos ángulos. (b) Distancia del fotoemisor, (Sendra, 2001, p.31).

Señal relativa frente a distancia

Por último los fabricantes suelen ofrecer para cada detector un emisor que es el más conveniente, de forma que para determinadas aplicaciones el uso de uno implica usar también el otro, en este caso podemos ver para esta pareja de dispositivos cual sería la respuesta relativa frente a la distancia para nuestro fototransistor para una excitación fija del emisor. Podemos ver en la figura 4.6(b) que el incremento de distancia baja mucho la respuesta y que para una distancia de 50 mm tenemos ya tan sólo un 1% de la respuesta para los dos dispositivos pegados. Esta disminución de la señal obliga a sistemas de recepción que sean capaces de separar la señal de interés de señales espúreas.

Otro detalle de interés en esta gráfica es que no se cumple la norma de que un incremento de distancia debería decrementar la señal en un factor d^3 ya que la emisión no es isótropa sino direccional. Además de las características reseñadas nos encontraremos con todas las de una transistor normal, (Sendra, 2001).

4.2 Comparación entre los dispositivos fotosensores

Tabla 4.1. Ventajas de algunos dispositivos fotosensores, (Sendra, 2001, p.31).

Fotosensor	Ventajas
Fotoresistencias	Gran sensibilidad radiante, responden al espectro visible
Fotodiodos	Respuesta rápida, dependencia lineal con la irradiación, ancho margen de respuesta espectral
Células solares	No necesitan tensión de polarización, se usan para la generación de potencia
Fototransistor	Fotocorriente elevada
Fotodarlington	Gran ganancia de corriente

5. DIODOS ELECTROLUMINISCENTES (LEDs)

La emisión de un fotón en un semiconductor se produce cuando un electrón se recombina con un hueco, el fotón emitido tendrá la energía resultante de la diferencia entre los niveles inicial y final del electrón (figura 5.1b). Este proceso es el inverso que ocurre cuando se produce la absorción de un fotón en un fotodiodo, donde la energía de un fotón se utiliza para generar un par electrón-hueco (figura 5.1a).

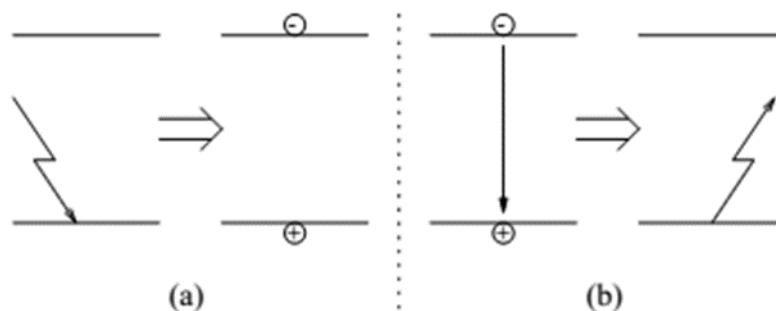


Figura 5.1. (a) Generación de un par electrón-hueco por la absorción de un fotón de energía superior a E_g (b) Emisión de un fotón por recombinación de un par electrón-hueco de forma radiativa, (Sendra, 2001, p.32).

Para que un electrón se encuentre con un hueco deberemos tener electrones en la banda de conducción y huecos en la banda de valencia cuando la situación en reposo es que los electrones estén en la banda de valencia y los huecos en la de conducción (mínima energía). Para tener electrones en abundancia en la banda de conducción deberemos tener un material n, pero en este caso la banda de valencia estará también repleta de electrones y por tanto no hay huecos para recombinarse, igualmente si encontramos un número apreciable de huecos en la banda de valencia es que tenemos un material p y por tanto la banda de conducción estará llena de huecos y tampoco habrá un gran número de recombinaciones. Por ello parece lógico que la forma de conseguir recombinaciones de manera fácil es inyectar electrones en un material p o huecos en un material n. La única forma de conseguir ambas cosas es mediante una unión pn.

En la figura 5.2(a) tenemos una unión pn en equilibrio, si la polarizamos en directa (fig.5.2b) tenemos que los huecos de la zona p pueden entrar en la zona n y los electrones de la zona n entrar en la zona p y se producen recombinaciones.

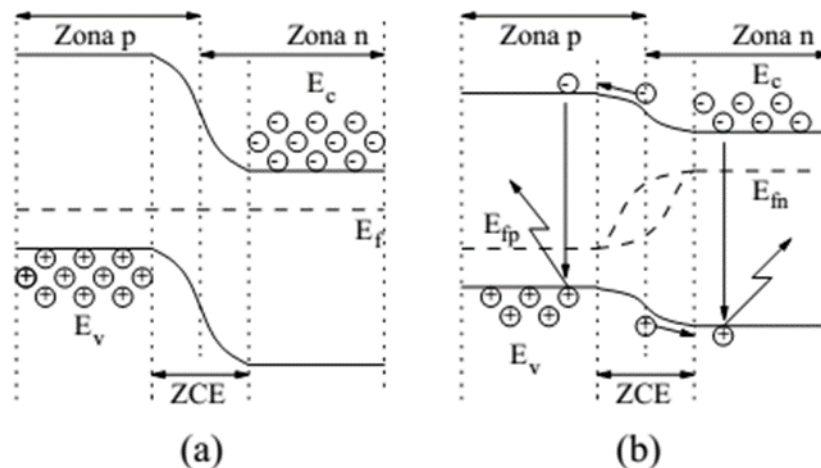


Figura 5.2. (a) Unión pn en equilibrio, los electrones y los huecos no pueden desplazarse ya que tienen barrera que se lo impiden (b) Unión pn polarizada positivamente, las barreras han bajado y ahora los electrones se mueven de n a p y los huecos de p a n cuando llegan a la zona contraria se puede producir una recombinación, (Sendra, 2001, p.33).

No hemos descubierto nada nuevo, es el modo de operación normal de cualquier diodo, hemos utilizado diodos algunas veces en prácticas de laboratorio y nunca los hemos visto lucir. ¿Por qué?. Hay muchas formas de que se produzca una recombinación de un electrón con un hueco y no todas las veces la energía generada con el cambio de nivel se utiliza para la emisión de un fotón, puede perderse en calor, a las recombinaciones que produzcan un fotón las llamaremos radiativas y a las que no pues no radiativas.

Nos encontraremos con materiales cuya probabilidad de tener transiciones (otra forma de llamar a las recombinaciones) radiativas es mayor que en otros. Podremos deducir que el Silicio es de los que sus transiciones son principalmente no radiativas mientras que en otros como el GaAs (Arseniuro de Galio) serán radiativas.

Esta diferencia es debida a un factor que hasta ahora no hemos tenido en cuenta y es que la representación que hemos hecho de las bandas de conducción y valencia pertenecen al espacio real, pero hay otra forma de representarlas y es en el espacio recíproco. Este no es un curso de física del estado sólido así que no vamos a describir este fenómeno sólo diremos que a los materiales que emiten se les llama de gap directo y a los que no de gap indirecto. Entre los primeros se encuentra en GaAs y entre los segundos el Si.

5.1 Eficiencia interna

Hemos conseguido separar materiales que pueden utilizarse como emisores de luz y otros que no, dentro de los que pueden emitir nos encontramos que por desgracia no todas las recombinaciones van a ser radiativas ya que aún nos encontramos con una descripción demasiado ideal, no vamos a profundizar más en los motivos para que una transición sea o no radiativa pero si vamos a evaluar sus consecuencias y las vamos a utilizar para el cálculo de la eficiencia de un diodo emisor de luz (LED). Definiremos eficiencia interna como:

$$\eta_{int} = \frac{\phi}{j/(d \cdot e)} = \frac{\phi}{i/e} \quad (5.1)$$

Donde f es la densidad volúmica y ϕ el número de fotones generados en el interior del semiconductor, j es la densidad superficial de corriente que al ser dividida por d (espesor

del diodo) y por e (carga eléctrica del electrón) nos da la densidad volúmica de electrones inyectados en el LED por unidad de tiempo. El lado derecho de la ecuación utiliza número en lugar de densidad y por tanto obtenemos una igualdad. También podemos definirla como:

$$\eta_{int} = \frac{r_r}{r_T} \quad (5.2)$$

Aquí r_r es la densidad de recombinaciones radiativas por unidad de tiempo en el material y r_T la densidad total de recombinaciones también por unidad de tiempo, y ya que la densidad de recombinaciones de cualquier tipo viene dada por

$$r = \frac{\Delta n}{\tau} \quad (5.3)$$

siendo Δn el incremento de la densidad de portadores y τ el tiempo de vida de estos portadores, y ya que $r_T = r_r + r_{nr}$ podemos obtener que

$$\eta_{int} = \frac{\Delta n / \tau_r}{\Delta n / \tau_T} = \frac{\Delta n / \tau_r}{\frac{\Delta n}{\tau_r} + \frac{\Delta n}{\tau_{nr}}} = \frac{\tau_{nr}}{\tau_r + \tau_{nr}} \quad (5.4)$$

con lo que a partir de parámetros del semiconductor como son los tiempos de vida para recombinaciones radiativas y no radiativas podemos obtener la eficiencia para emisión de luz.

¿De qué orden de magnitud son las eficiencias internas η_{int} ? Podemos evaluarlas a partir de los datos de tiempo de recombinación para varios semiconductores, veamos algunos ejemplos para el Si, Ge y GaAs con dopados de 10^{18} cm^{-3} a una temperatura de 300K, tabla 5.1.

Tabla 5.1. Tiempos de recombinación para el Si, Ge, y GaAs, (Sendra, 2001, p.34).

Semiconductor	t_r	t_{nr}	η_{int}
Si	5.6×10^{-4} s	2.3×10^{-9} s	4.1×10^{-6}
Ge	1.9×10^{-5} s	6.1×10^{-9} s	3.2×10^{-4}
GaAs	1.4×10^{-9} s	3.3×10^{-9} s	0.7

5.2 Potencia interna

Una vez visto la relación entre la η_{int} y los tiempos de recombinación podemos desarrollar una fórmula para la potencia interna emitida (P_{int}),

$$P_{int} = \Phi E_{foton} \quad (5.5)$$

es decir, el número de fotones emitidos por la energía de cada fotón individual, si suponemos que el LED emite a una única longitud de onda (es una simplificación) la energía de cada fotón podremos extraerla de su frecuencia o de su longitud de onda

$$P_{int} = \Phi(h\nu) = \left(\eta_{int} \frac{i}{e}\right) \left(h \frac{c}{\lambda}\right) = \left(\frac{\eta_{int} h c}{e \lambda}\right) i \quad (5.6)$$

con lo cual tenemos que la potencia emitida internamente por el LED es directamente proporcional a la corriente que lo atraviesa. Esta es una de las características más importantes de un LED y nos indica que la excitación debe realizarse mediante corriente en lugar de tensión para poder modular correctamente la señal de salida.

5.3 Distribución angular y potencia externa

Preguntémonos ahora acerca de la distribución angular de los fotones fuera del emisor. En el interior los fotones son emitidos uniformemente en todas direcciones, como podemos ver en la figura 5.3, si recordamos las leyes de la refracción para un rayo de luz que pasa de un medio de mayor índice de refracción a uno de menor tenemos que hay un ángulo límite a partir del cual hay reflexión total. Esto nos lleva a dos hechos: el primero

es que la luz tendrá una mayor intensidad según el vector normal a la superficie e irá disminuyendo para vectores con mayor ángulo, el segundo es que parte de la luz no logrará salir del semiconductor resultando en que la potencia externa es menor que la generada internamente.

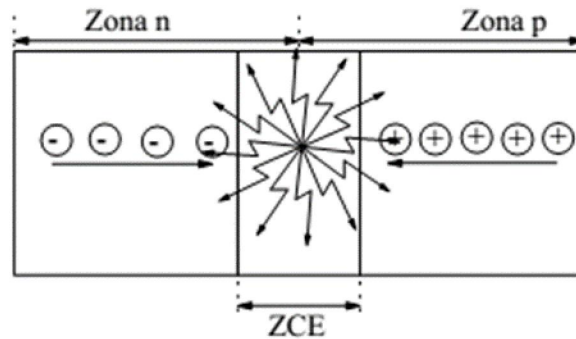


Figura 5.3. Emisión omnidireccional de fotones en el interior de un diodo electroluminiscente, (Sendra, 2001, p.35).

La distribución angular de la luz emitida no es igual para todos los emisores, para los más simples en cuanto a su fabricación esta es Lambertiana, es decir, la densidad de luz emitida en función del ángulo es $I(\theta) = I_0 \cos(\theta)$, para este tipo de emisión que podemos ver en la figura 5.4(a) la emisión se reduce al 50%, es decir,

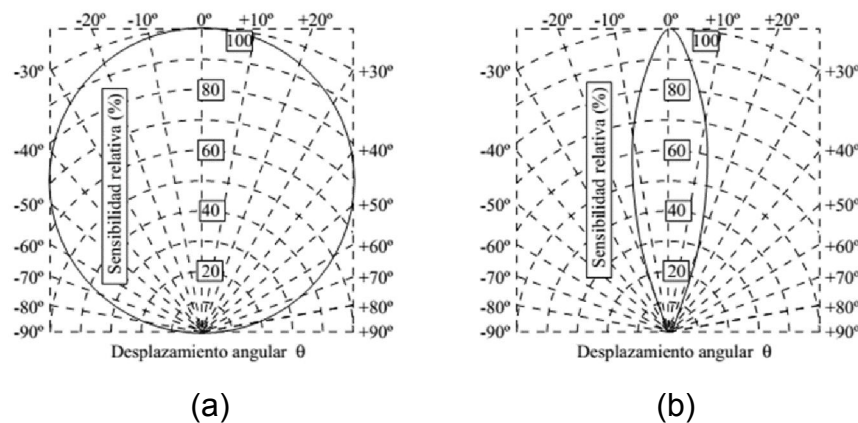


Figura 5.4. Espectros de emisión de diferentes dispositivos (a) Lambertiano y (b) Emisión direccional, (Sendra, 2001, p.35).

la apertura angular es de 120° (60° a cada lado de la normal). Hay emisores con una apertura menor como podemos ver en la figura 5.4b. Esta apertura será importante cuando intentemos enfocar la luz mediante una lente ya que sólo podremos aprovechar la luz hasta un ángulo determinado y el resto se perderá.

Siguiendo con el tema tenemos que la potencia externa será menor que la interna según la siguiente relación,

$$P_{ext} = \frac{P_{int} F n_{medio}^2}{4n_{emisor}^2} \quad (5.7)$$

donde F es la transmitividad desde el emisor hasta el medio y es una función de los índices de refracción de ambos (emisor n_i y medio n_t) o también de la reflectividad R ,

$$F = 1 - R = 1 - \left(\frac{n_i - n_t}{n_i + n_t} \right)^2 \quad (5.8)$$

Ejemplo:

Intentamos enfocar la salida de luz de un emisor LED a través de una lente, si tenemos en cuenta que $\tau_{nr} = 2\tau_r$, que el emisor tiene un índice de refracción de 3.6, que la luz es emitida de forma Lambertiana y que el ángulo sólido que recoge la lente es de $\pi/16$.

Calcular: la eficiencia interna, la eficiencia externa y cuantos electrones inyectados en el LED se convierten en fotones enfocados por la lente.

$$1. \eta_{int} = \frac{\tau_{nr}}{\tau_r + \tau_{nr}} = \frac{2\tau_r}{\tau_r + 2\tau_r} = 0.66$$

$$2. \eta_{ext} = \frac{\Phi_{ext}}{i/e} = \frac{\Phi_{int} F n_t^2}{4n_i^2} \left(\frac{e}{i} \right) = \frac{\eta_{int} n_t^2}{4n_i^2} \left(1 - \left(\frac{n_i - n_t}{n_i + n_t} \right)^2 \right) \Rightarrow \eta_{ext} = \frac{0.66(1)^2}{4(3.6)^2} \left(1 - \left(\frac{3.6-1}{3.6+1} \right)^2 \right) = 8.6E - 3$$

$$3. \frac{\Phi_{enfocados}}{\Phi_{ext}} = \frac{\int_0^{\pi/16} I(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\pi/2} I(\theta) \sin \theta d\theta} = \frac{\int_0^{\pi/16} I_0 \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi/2} I_0 \cos(\theta) \sin(\theta) d\theta} = \frac{\int_0^{\pi/16} (\sin(2\theta)/2) d\theta}{\int_0^{\pi/2} (\sin(2\theta)/2) d\theta}$$

$$\frac{\Phi_{enfocados}}{\Phi_{ext}} = \frac{\cos(2\theta)_0^{\pi/16}}{\cos(2\theta)_0^{\pi/2}} = \frac{1 - \cos(2\pi/16)}{2} = 3.806E - 2$$

$$\frac{\Phi_{enfocados}}{i/e} = \frac{\Phi_{ext}}{i/e} \left(\frac{\Phi_{enfocados}}{\Phi_{ext}} \right) = 0.327E - 3,$$

tenemos como resultado que la eficiencia es de tan solo 0.00327%.

5.4 Ancho de banda espectral

Definiremos como ancho de banda espectral la diferencia en longitud de onda entre los dos puntos en los que la amplitud de la señal ha caído hasta un 50%. El GaAs que tiene el pico de emisión en 870nm tiene un ancho de banda entre 20 y 40 nm, dependiendo del tipo de LED. ¿A qué es debido este ancho de banda? ¿Por qué no todos los fotones son emitidos con la energía (equivale a longitud de onda) del ancho de banda prohibida del material. La respuesta podemos obtenerla si analizamos cuales son las posibles transiciones en un semiconductor, veamos algunas de ellas, las más interesantes para nosotros.

En la figura 5.5 podemos ver las posibles transiciones. Dentro de ellas algunas serán radiativas y otras no y además vemos que para cada una la energía liberada es distinta por tanto los fotones emitidos serán distintos. Como punto en que la probabilidad de emisión es mayor tenemos la transición banda-banda, pero tenemos longitudes de onda mayores (energías menores) como las emisiones desde o hasta los centros donores o aceptores y también longitudes de onda menores como en las que intervienen los portadores calientes (sobre-excitados).

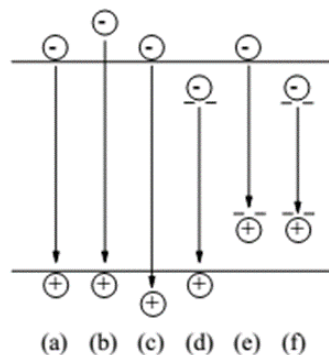


Figura 5.5. Posibles transiciones en un semiconductor (a) electrón relajado-hueco relajado (banda-banda); (b) electrón caliente-hueco relajado; (c) electrón relajado-hueco caliente; (d) nivel donor-hueco; (e) electrón-nivel aceptor; (f) nivel donor-nivel aceptor, (Sendra, 2001, p.37).

Una vez ya podemos comprender el motivo para una emisión distinta de la monocromática surge una nueva duda. Si generamos luz cuya energía es la del ancho de banda prohibida, ¿Por qué esta luz no es absorbida en el mismo semiconductor por

el mismo principio por el que funciona un fotodiodo?. En realidad si se absorbe parte de la luz, pero si nos fijamos en la figura 5.2 en la que se representa una unión pn veremos que si el dopado es alto la parte inferior de la banda de conducción en la zona n está poblada de electrones y la parte superior de la banda de valencia en la zona p está poblada de huecos con lo que no hay posibilidad de absorción banda a banda sólo serán absorbidos aquellos fotones con energía algo mayor que la de la banda prohibida, de esta forma una gran parte del espectro de emisión no se verá afectado.

El punto teórico de emisión debería venir fijado por el ancho de banda prohibida, si pudiésemos modificar éste a voluntad podríamos construir LEDs que emitieran en la longitud de onda que deseáramos.

5.5 Características técnicas

Si olvidamos la configuración externa y el encapsulado los detalles de funcionamiento de mayor interés para la utilización de LEDs son:

- ♦Potencia óptica y espectro de emisión
- ♦Característica tensión-corriente.
- ♦Comportamiento en régimen no continuo
- ♦Influencia con la temperatura

5.5.1 Potencia óptica y espectro de emisión

Para los LEDs que emiten en el visible, el color percibido por el ojo humano depende del espectro de emisión aunque no tiene porque haber una dependencia directa, de hecho nos encontramos con dos parámetros:

- ♦Longitud de onda de pico λ_p , que es la que corresponde a la intensidad máxima de emisión
- ♦Longitud de onda dominante λ_d , que está relacionada con el color captado por el ojo humano, como dijimos previamente no tiene porque coincidir con λ_p . Así que dos emisores con distinta λ_p pueden tener aparentemente el mismo color.

En la figura 5.6(a) podemos ver el espectro de emisión de cinco LEDs distintos, de menor a mayor longitud de onda tenemos un LED azul (HLMP-Cx1A), verde (HLMP3950), amarillo (HLMP3850), rojo (HLMP3750) e infrarrojo (GL480).

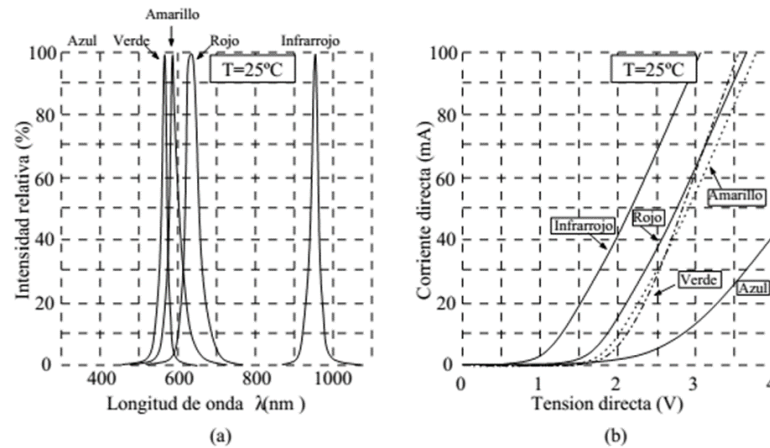


Figura 5.6. Características de cinco LEDs (a) Espectro de emisión (b) Curvas I-V, (Sendra, 2001, p.39).

5.5.2 Característica tensión-corriente

Esta característica tiene la misma forma que cualquier diodo, ya sea un diodo rectificador, un fotodiodo, un LED o incluso un láser, podemos verla en la figura 3.2(b), las diferencias entre los distintos componentes estarán en la pendiente de la curva en directa (que tiene que ver con la resistencia serie del dispositivo), la tensión de ruptura en inversa y la tensión umbral para la que la conducción se hace importante.

Si analizamos sólo los LEDs nos encontramos que la principal diferencia entre ellos es la tensión umbral, como se mencionó anteriormente la longitud de onda de emisión depende directamente de la anchura de la banda prohibida del dispositivo y esta va a ser también la que nos fije cuanta tensión directa hay que poner para que las bandas de conducción de la zona p y n se acerquen lo suficiente para que empiece la conducción. De esto podremos deducir que cuanto mayor sea la longitud de onda de emisión mayor será la tensión umbral. En la figura 5.6(b) tenemos las curvas I-V de los mismos cinco LEDs con sus respectivos espectros de emisión, presentados anteriormente, y en donde podemos apreciar que la tensión umbral crece cuando la longitud de onda decrece, es decir, cuando crece la energía de los fotones emitidos (mayor ancho de banda prohibido).

La curva tensión-corriente habrá que tenerla muy en cuenta cuando diseñemos un circuito ya que estamos acostumbrados a decir que en un diodo en directa caen 0.7 V y vemos que esto no es cierto para los LED ya que no son de Si, al contrario que la mayoría de los diodos rectificadores.

5.5.3 Máxima potencia disipable

Como en cualquier dispositivo hay una máxima potencia que se puede disipar en su interior, en el caso de los LEDs se especifica una máxima corriente para evitar que la temperatura interna supere un cierto valor. En el caso de los LEDs el funcionamiento puede ser pulsado, por contraposición a funcionamiento en continua y esa máxima corriente puede aumentar respecto a la que el fabricante nos da dependiendo tanto de la fracción temporal en la que el LED esté emitiendo como del periodo absoluto de esta emisión, en la figura 5.7 se aprecia esta característica, vemos que para una determinada anchura de pulso la corriente máxima disminuye cuando aumenta la frecuencia ya que el periodo útil llega a un valor crítico.

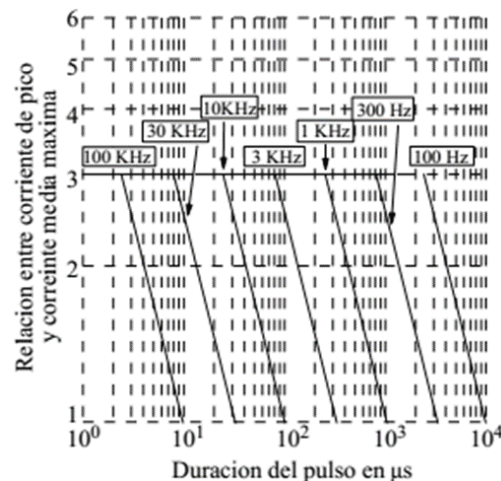


Figura 5.7 Máxima corriente de pico en función de la duración del pulso y de la frecuencia, (Sendra, 2001, p.40).

5.5.4 Emisión en función de la excitación

En la explicación teórica del funcionamiento del LED dedujimos que la intensidad luminosa emitida era proporcional a la corriente directa, sin embargo esto deja de ser cierto cuando trabajando en régimen de pulsos sobrepasamos la corriente media recomendada, ambos detalles pueden apreciarse en la figura 5.8.

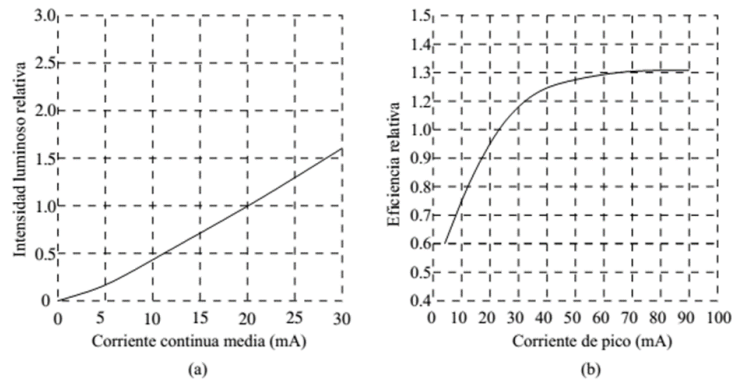


Figura 5.8. (a) Luminosidad relativa a la corriente media, (b) Eficiencia relativa a la corriente de pico, (Sendra, 2001, p.41).

5.6 ¿Cómo se usa un LED?

En esta sección describiremos unos pocos circuitos para LEDs, lo primero que habremos de tener en cuenta es la limitación de corriente para no dañar el LED y su curva tensión-corriente que nos informa de la tensión que caerá en bornes del dispositivo para la corriente deseada. Para limitar la corriente que pasará por un LED de forma rápida y sin fijarnos en la curva I-V el mejor sistema con emisión continua será el que se ve en la figura 5.9(a) para determinar el valor de la resistencia aplicaremos la fórmula siguiente,

$$R_s = \frac{V_{in} - V_{led}}{I_{led}} \quad (5.9)$$

recordemos que V_{led} no es 0.7 V como en los diodos rectificadores sino que depende de la longitud de onda de emisión y que por tanto debemos mirar las hojas de características, de todas formas muchas veces tan sólo deseamos saber si un LED funciona o no, para ello unos valores siempre válidos serían: $V_{in} = 6V$ y $R_s = 220 \Omega$.

5.6.1 Excitación de un LED en circuitos lógicos

Veamos un par de ejemplos para integrados TTL y CMOS. El primer circuito, figura 5.9(b), exige que el integrado sea capaz de drenar la corriente que necesita el LED y esto sólo es posible a nivel bajo que es donde la corriente en un integrado es alta, sin embargo tanto para salidas CMOS como en las TTL a nivel alto la corriente no es lo suficientemente alta como para excitar un LED y hay que recurrir a amplificación, un circuito ejemplo es el de la figura 5.9(c), donde la resistencia R_b fija junto con V_{be} y V_{led} la corriente, mientras que limita la corriente máxima por si cometemos un error en el diseño del resto del circuito.

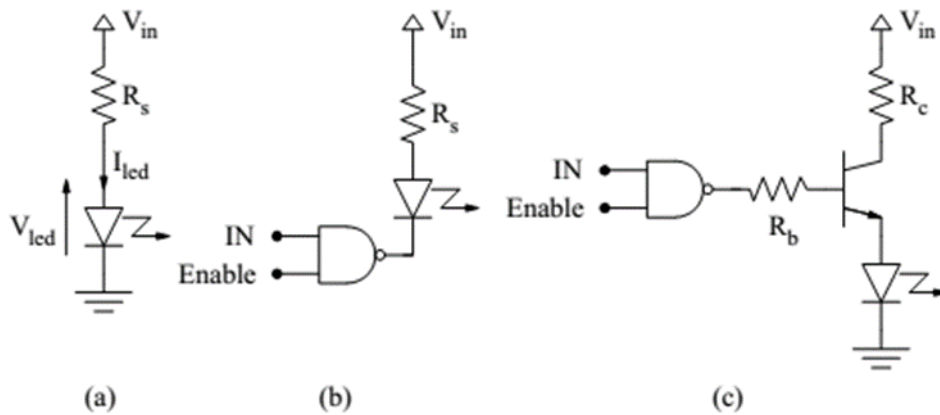


Figura 5.9. Circuitos para excitar un LED con limitación de corriente máxima, (Sendra, 2001, p.42).

5.6.2 Control de corriente en LEDs

En los circuitos anteriores no hemos controlado la corriente en el LED tan sólo la hemos limitado, si deseamos que la corriente que atravesase el LED sea proporcional a la tensión con la que deseamos excitarlo podemos llevarlo a cabo con cualquiera de los circuitos de la figura 5.10 en ambos casos la corriente que excita el LED es

$$I_{led} = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad (5.10)$$

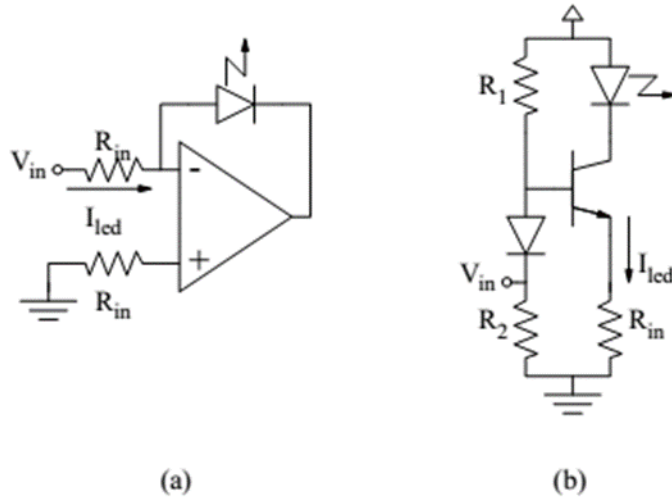


Figura 5.10. Circuitos para excitar un LED con limitación de corriente máxima, (Sendra, 2001, p.42).

en el primer circuito es muy simple gracias al cortocircuito virtual, pero tiene un problema y es que si V_{in} es negativa obligaremos a pasar corriente en inversa por el LED lo que no es aconsejable.

En el segundo caso la situación parece un poco más compleja pero es fácil de analizar, si el diodo rectificador está polarizado en directa la tensión en el emisor del transistor será

$$V_e = V_{in} + V_d - V_{ve} \quad (5.11)$$

y como las tensiones del diodo y de la unión base-emisor será prácticamente iguales tenemos que,

$$V_e \approx V_{in} \quad (5.12)$$

(Sendra, 2001).

5.7 Simulación de un LED como fuente luminosa y un fotodiodo utilizando Simulink

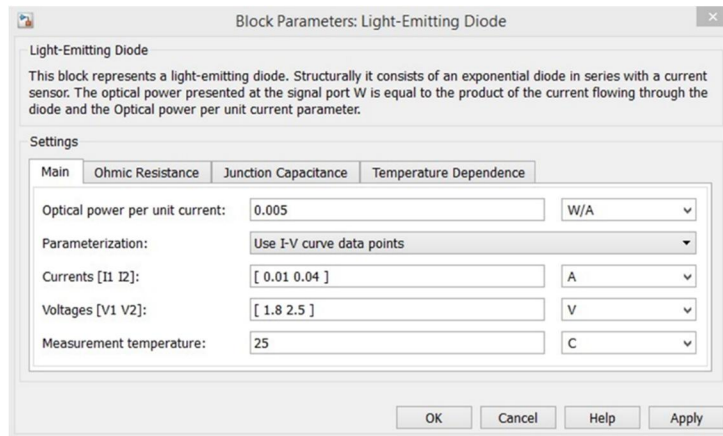
Se plantea un caso ideal práctico para utilizar un LED y un fotodiodo FD comerciales utilizando datos de las especificaciones técnicas del fabricante e implementando la electrónica de acondicionamiento requerida por medio de una simulación gráfica con el fin de aplicar los conceptos teóricos descritos anteriormente en un circuito de transmisión y recepción de luz CTRL ideal, sin pérdidas con los siguientes condiciones de operación:

- 1) Se requiere que la intensidad de luz del LED este en función de un voltaje linealmente variable de 0 a 5 V manteniendo la corriente que fluye por el LED en el rango operativo recomendado por el fabricante (20 a 30 mA).
- 2) Se requiere que la intensidad de luz emitida por el LED sea recibida por un FD implementando la electrónica de acondicionamiento electrónico para obtener una señal de voltaje en función de la fotocorriente generada por el FD y calcular el valor de esta en función del voltaje de salida del circuito de acondicionamiento electrónico implementado.

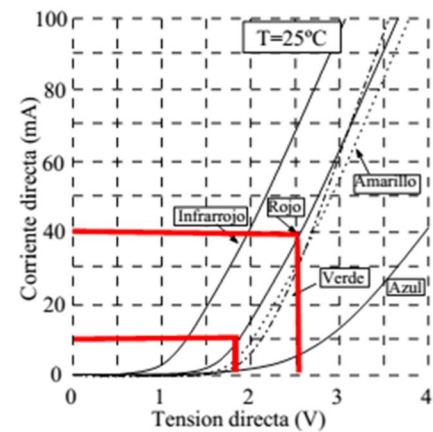
Para analizar el CTRL se propone realizar la simulación de los circuitos electrónicos con Simulink, el cual es un programa gráfico para realizar simulaciones y que cuenta con diversas librerías de matemáticas y de dispositivos eléctricos y electrónicos, entre otros. Los datos de sensibilidad espectral, sensibilidad angular y señal relativa frente a distancia se indican en las especificaciones de los datos técnicos del LED y FD utilizados.

Primero es necesario generar una fuente de voltaje variable linealmente ascendente de 0 a 5 V con una señal tipo rampa. Esta se obtiene con un generador de señales, *Signal Generator rampa*, en función de una señal triangular con amplitud de ± 5 , utilizando solamente la mitad de su período e invirtiendo esta con la función *Unitary Minus* y compensando un offset de -5 con una constante de valor 5 utilizando *Constant1 offset 5*, figura 5.13(a), por medio de la suma de ambas señales se obtiene la señal rampa requerida. La señal rampa entra a una fuente de voltaje controlada *Controlled Voltage Source* y la salida será la señal de voltaje variable requerida $V_{led}(t)$ de 0 a 5 V, visualizada con *Scope V_{led} vs t* , como se muestra en la figura 5.13(b). El LED se simula con el componente *Ligth-Emitting Diode* y para controlar la corriente del LED I_{led} se utiliza un amplificador operacional Op-Amp con el LED en lazo de retroalimentación y configuración de inversor, como se muestra en la figura 5.13(a).

La corriente I_{led} se monitoriza con *Scope I_{led} vs t* , figura 5.13(c), y el valor máximo se muestra en *Display I_{led} [A]*. El valor máximo de la potencia óptica que emite el LED se muestra en *Display Potencia óptica P_o [W]*, figura 5.13(a).



(a)



(b)

Figura 5.11. (a) Ventana para configurar datos de simulación del Light-Emitting Diode tomados de la curva I - V con Simulink, (b) curva I - V de un LED comercial HLMP3750 rojo. (Sendra, 2001, p.39).

Los datos principales de simulación del LED se configuran realizando doble clic en el símbolo de *Light-Emitting Diode* desplegando la ventana de parámetros de la figura 5.11(a). Los datos del rango de corriente y voltaje se tomaron de la curva I - V del LED comercial HLMP3750 que emite en el rojo, como se mostró anteriormente en la figura 5.11(b). El rango de datos contiene los valores de corriente ($I1, I2$) y voltaje ($V1, V2$) de operación mostrados en las especificaciones técnicas del dispositivo se muestran en la figura 5.12.

En la pestaña de *Junction Capacitance*, figura 5.11(a), se ingresa el valor de la capacitancia de 11 pF que corresponde a la juntura de los semiconductores del LED según sus especificaciones técnicas, figura 5.12(a). Para el caso de la potencia óptica por unidad de corriente a la temperatura de medición (25 °C), $P_o = 0.005$ [W/A], es el valor que sugiere el programa de Simulink para este dispositivo.

Electrical/Optical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Description	T-1 ^{1/4}	T-1 ^{1/4} Low Dome	T-1	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
λ_{PEAK}	Peak Wavelength	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		635 583 565 558		nm	Measurement at Peak
λ_d	Dominant Wavelength	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		626 585 569 560		nm	Note 1
$\Delta\lambda_{1/2}$	Spectral Line Halfwidth	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		40 36 28 24		nm	
τ_s	Speed of Respond	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		90 90 500 3100		ns	
C	Capacitance	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		11 15 18 35		pF	$V_f = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$
$R_{\theta JA \text{ rev}}$	Thermal Resistance	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		210 210 210 510 290 290 290 290		$^\circ\text{C/W}$	Junction to Cathode Lead
V_f	Forward Voltage	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640	1.5 1.5 1.5	1.9 2.1 2.2 2.2	2.6 2.6 3.0 3.0	V	$I_f = 20 \text{ mA}$ (Figure 3)
V_R	Reverse Breakdown Voltage	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640	5.0			V	$I_f = 100 \mu\text{A}$
η_v	Luminous Efficacy	37xx 38xx 39xx	3390 3490 3590	1340 1440 1540 K640		145 500 595 655		<u>lumens</u> watt	Note 2

(a)

Absolute Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Red	Yellow	Green/Emerald Green	Units
Peak Forward Current	90	60	90	mA
Average Forward Current ^[1]	25	20	25	mA
DC Current ^[2]	30	20	30	mA
Transient Forward Current ^[3] (10 μs Pulse)	500	500	500	mA
Reverse Voltage ($I_R = 100 \mu\text{A}$)	5	5	5	V
LED Junction Temperature	110	110	110	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	-40 to +100	-40 to +100	-20 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-40 to +100	-40 to +100	-40 to +100	$^\circ\text{C}$

Notes:

- See Figure 2 to establish pulsed operating conditions.
- For Red and Green series derate linearly from 50°C at $0.5 \text{ mA}/^\circ\text{C}$. For Yellow series derate linearly from 50°C at $0.2 \text{ mA}/^\circ\text{C}$.
- The transient peak current is the maximum non-recurring peak current the devices can withstand without damaging the LED die and wire bonds. It is not recommended that the device be operated at peak currents beyond the Absolute Maximum Peak Forward Current.

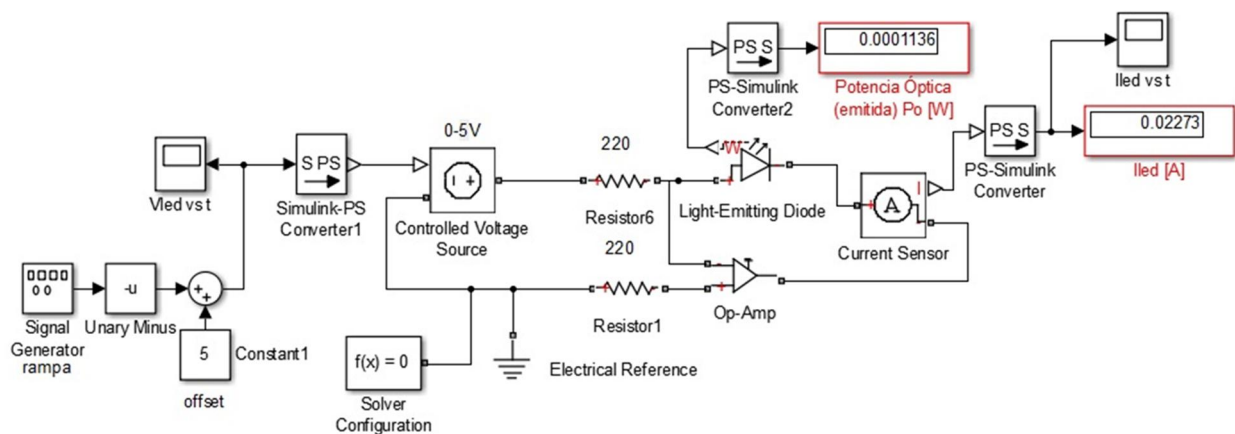
(b)

Figura 5.12. Datos de hoja de especificaciones técnicas de operación del LED comercial HLMP3750 con emisión en el rojo. (Avago Technologies, 2015)

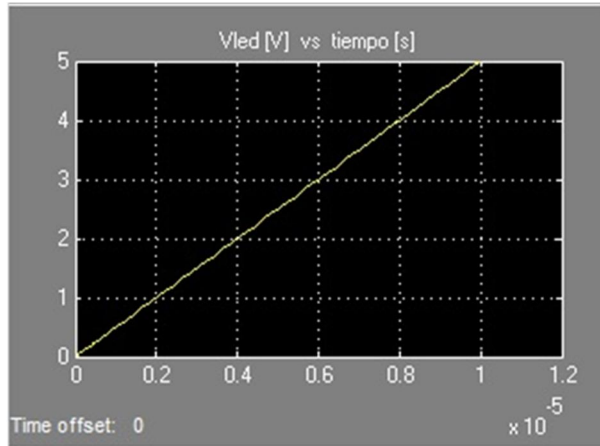
$$Resistor6 = \frac{v_{led}}{I_{led}} [\Omega] \quad (5.13)$$

El bloque que representa al *Light-Emitting Diode* estructuralmente consiste de un diodo con respuesta de $I_{led}(V_{led})$ exponencial en serie con un sensor de corriente. La potencia óptica P_o (emitida) representada por la señal W en el puerto de salida del LED es igual al producto de la corriente I_{led} que fluye por el diodo y la potencia óptica por el parámetro de unidad de corriente $P_{OI} = 0.005$ [W/A], como se muestra en la siguiente ecuación,

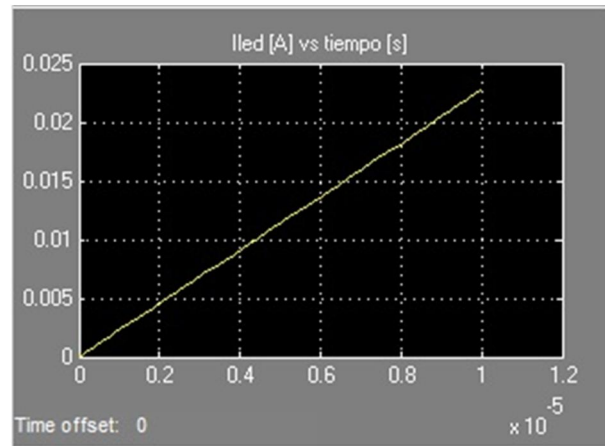
El circuito de acondicionamiento electrónico utilizado para simular la respuesta de un LED aplicando un voltaje linealmente variable se muestra en la figura 5.13(a).



66



(b)



(c)

Figura 5.13. a) Circuito de acondicionamiento electrónico de simulación con Simulink para variar la potencia emitida P_o del LED en función de la corriente I_{led} . b) Voltaje de alimentación V_{led} linealmente variable en el tiempo aplicado al LED. c) Corriente que fluye en el LED I_{led} en función de V_{led} . Fuente: elaboración propia con Simulink.

En la figura 5.13(a) se muestran los resultados del valor máximo de $P_o = 0.1136$ mW y del valor máximo de la corriente $I_{led} = 22.73$ mA, así como las gráficas de $V_{led}(t)$ y de $I_{led}(t)$, mostrando un comportamiento lineal debido al voltaje aplicado al LED. Los valores máximos de I_{led} [A] y de P_o [W] calculados se muestran en su respectivo Display, además se muestran las variables $V_{led}(t)$ e $I_{led}(t)$ en los Scope $V_{led}(t)$ vs t y Scope I_{led} vs t como se muestra en la figura 5.13(b) y 5.13(c), respectivamente.

En la simulación de la parte de recepción se supone una Potencia Óptica P_o [W] emitida por el LED por unidad de área, P_{os} [W/m²], que se utiliza para simular la respuesta de un Fotodiodo FD obteniendo una señal temporal de voltaje $V_o(t)$ en función de la corriente $I_{fd}(t)$ generada por el FD. El bloque que representa al FD estructuralmente consiste de una fuente de corriente controlada y un diodo rectificador conectado en paralelo. La fuente de corriente controlada produce una corriente I_{fd} [A] que es proporcional al producto de la superficie fotosensible A_s [m²], a la sensibilidad $S(\lambda)$ [A/W] del FD y a la P_{os} [W/m²], que es irradiada sobre la superficie fotosensible del FD, presente en el puerto D, conocida como irradiancia E [W/m²], de esta forma tenemos que

$$I_{fd} = A_s[m^2] * S(\lambda)[A/W] * P_{os}[W/m^2] \quad (5.15)$$

En este caso se utilizaron los datos técnicos del FD PIN comercial BPV10 de Vishay Semiconductors. Los datos de las variables requeridas se presentan en las hojas de especificaciones del FD PIN como se muestra en la figura 5.14.

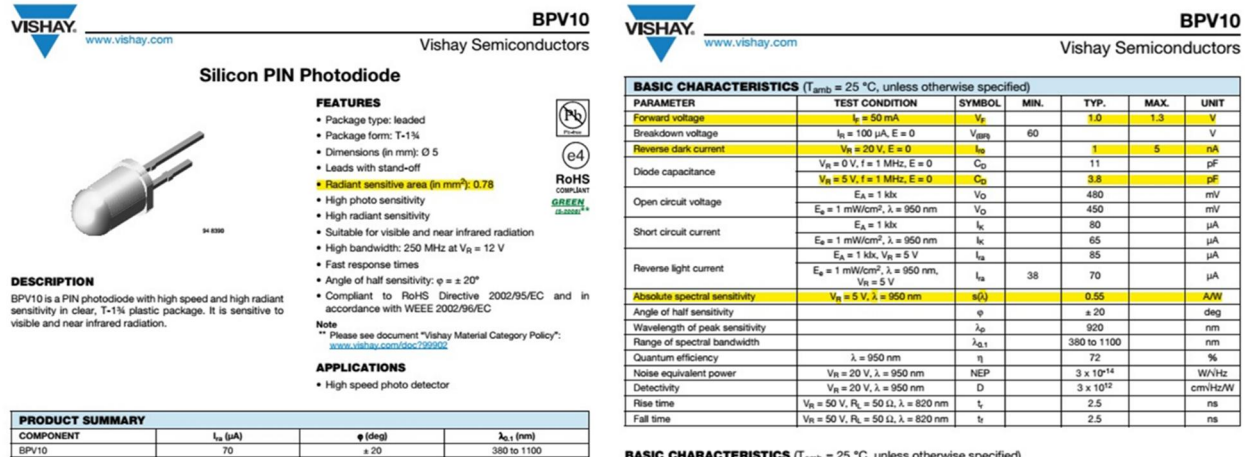


Figura 5.14. Datos técnicos de caracterización del FD PIN BPV10 requeridos para realizar la simulación, marcados en amarillo (VISHAY, 2022).

Los datos se registran en la ventana de bloque de datos del FD que se utilizarán para realizar la simulación, como se muestra en la figura 5.15.

Photodiode

This block represents a photodiode. Structurally it consists of a controlled current source and an exponential diode connected in parallel. The controlled current source produces a current I_p that is proportional to the Radiant flux density presented at the physical signal port D:

$$I_p = \text{Device sensitivity} * \text{Radiant flux density}$$

In order to model dynamic response time, the diode junction capacitance can be set to a suitable value.

Settings

Main Ohmic Resistance Junction Capacitance Temperature Dependence

Sensitivity parameterization: Specify current per unit flux density

Device sensitivity: 0.55 m²A/W

Diode parameterization: Use dark current plus a forward bias I-V data point

Current I_F at forward voltage V_F : 0.05 A

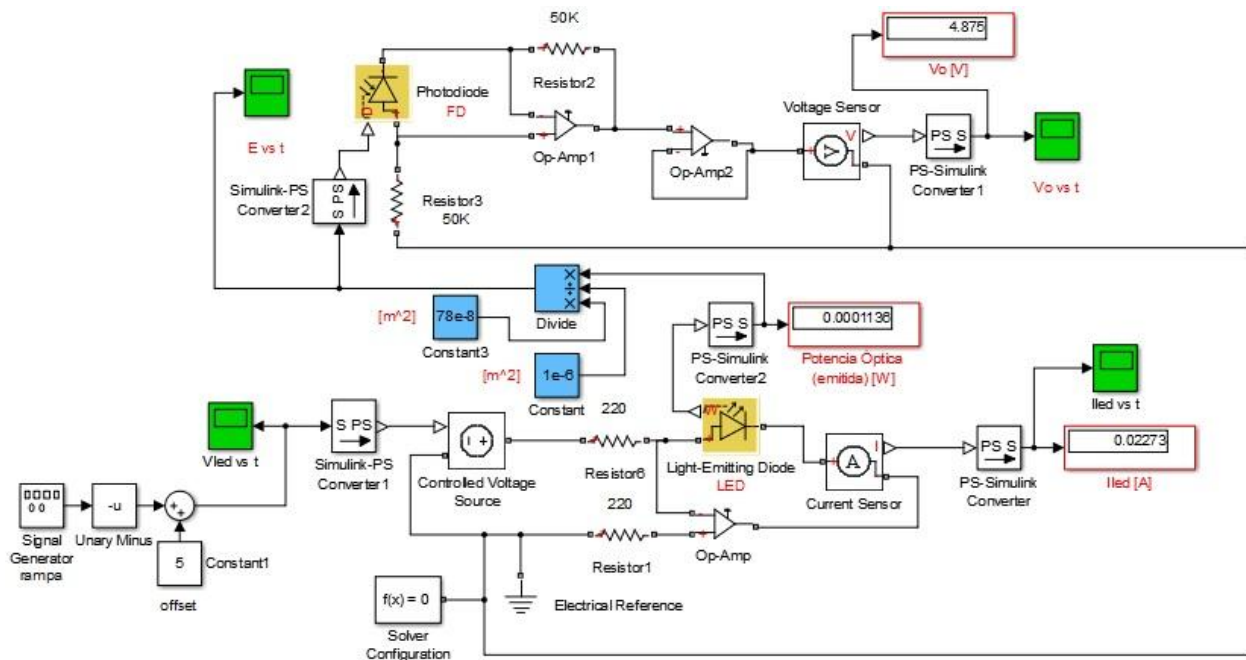
Forward voltage V_F : 1.3 V

Dark current: 5e-9 A

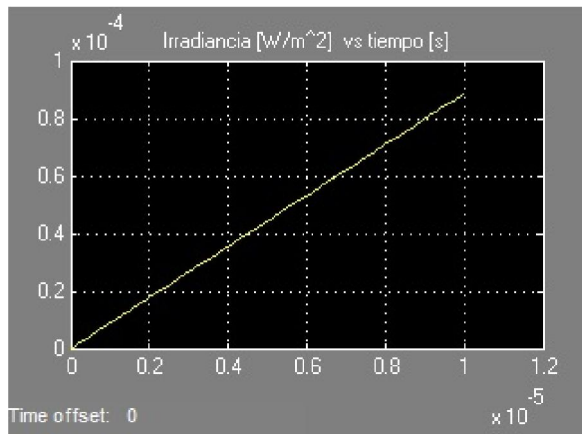
Measurement temperature: 25 C

Figura 5.15. Bloque de datos técnicos del dispositivo FD requeridos en la simulación con Simulink.

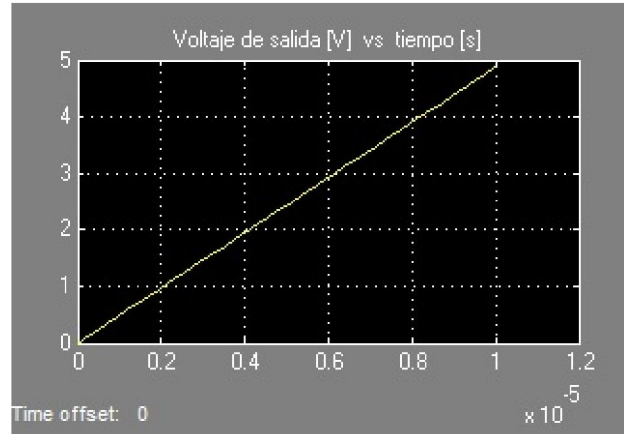
Los datos técnicos del FD PIN BPV10 requeridos para realizar la simulación se escriben en el bloque de datos del dispositivo FD utilizado en Simulink, realizando doble clic en el símbolo *Photodiode* para desplegar la ventana de datos. Una vez que se tienen los datos completos en cada ventana correspondiente se implementa el circuito de acondicionamiento electrónico utilizado para simular la respuesta del dispositivo FD cuando recibe radiación de potencia óptica por unidad de área fotosensible o irradiancia E [W/m^2]. Como se ve en la figura 5.15, la sensibilidad del dispositivo $S(\lambda)$ [A/W] se multiplica por unidad de área que en este caso corresponde a el área fotosensible del FD A_s [mm^2], como se muestra en la figura 5.14. Aplicando la ecuación 5.15 se puede encontrar la corriente foto generada por el FD utilizando la potencia de salida obtenida de la simulación anterior por unidad de superficie P_{os} [W/mm^2]. El circuito de simulación completo del STRL LED-FD propuesto se muestra en la figura 5.16(a). La simulación del circuito de acondicionamiento electrónico para el FD esta basado en un amplificador diferencial de transimpedancia (Op_Amp1 y 2) para obtener un voltaje de salida del circuito en función de la corriente del FD $V_o(I_{fd})$ y una ganancia G en función de las resistencias 2 y 3.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.16. a) La parte superior del circuito corresponde al acondicionamiento electrónico de simulación para un FD recibiendo la potencia óptica emitida P_o del LED. b) Irradiancia E linealmente variable en el tiempo que recibe el FD. c) Voltaje de salida lineal V_o en función de I_{fd} fotogenerada por el FD. Fuente: elaboración propia con Simulink.

Como se puede observar en la figura 5.16(b) la potencia por unidad de superficie fotosensible P_{os} o Irradiancia E [W/m^2] que recibe el FD presenta una respuesta lineal la cual genera una corriente I_{fd} fotogenerada para después obtener una señal de voltaje de salida $V_o(I_{fd})$ en forma lineal, como se muestra en la figura 5.16(c).

Para aplicar la ecuación 5.15 la potencia óptica P_o [W] emitida por el LED se divide entre 1×10^{-6} [m^2] para obtener la P_{os} [W/m^2] y el resultado se multiplica por el área fotosensible del FD $A_s = 78 \times 10^{-8}$ [m^2], como se muestra en los bloques en azul de las operaciones aritméticas con las constantes respectivas, figura 5.16(a). El resultado se multiplica por la sensibilidad $S(\lambda)$ [A/W] para obtener la corriente fotogenerada por el FD $I_{fd} = 48.73$ [μA]. Los datos de A_s y $S(\lambda)$ se obtienen de las hojas de especificaciones del FD PIN BPV10. En el circuito simulado, I_{fd} entra a una etapa de transimpedancia diferencial, figura 3.18, para obtener el voltaje de salida $V_o = 4.873$ [V], aplicando la ecuación 3.19. Comprobando estos resultados con los obtenidos en la simulación se puede ver que el voltaje máximo de salida obtenido $V_o = 4.875$ [V] y la corriente fotogenerada derivada de la ecuación 3.19 es $I_{fd} = 48.73$ [μA]. Como se puede ver el resultado de V_o es

prácticamente el mismo que el obtenido con la ecuación 3.19. El valor de V_o corresponde al máximo valor mostrado en la gráfica de la figura 5.16(c) y que es función del valor máximo de la gráfica 5.16(b).

Referencias

Avago Technologies (May 28, 2015), LED Data Sheet,
Disponible en www.avagotech.com

Chapter 01. Introduction to opto-semiconductors

<https://www.hamamatsu.com/us/en.html>

Disponible en: <https://es.escribd.com/document/394457408/e01-Handbook-Introduction>,
[Consultado enero-2023]

Chapter 02. Si photodiodes

<https://www.hamamatsu.com/us/en.html>

Disponible en: <https://es.escribd.com/document/394457408/e01-Handbook-Introduction>,
[Consultado enero-2023]

Graeme J. (1996). Photodiodes Amplifier, OP AMP solutions, New York, Ed. Mc Graw-Hill.

LUMEX INC. (2002), Disponible en: datasheetspdf.com/pdf-file/653684/Lumex/9P5-1L/1

PerkinElmer Optoelectronics, Datasheet VT900, p 14.

Web: www.perkinelmer.com/opto

Disponible en: rlocman.es/datasheet/pdf.html?di=165937

Sendra Sendra, J. R. (2001). Dispositivos Opto-electrónicos. Disponible en:

<https://docplayer.es/39713345-Dispositivos-optoelectronicos-jose-ramon-sendra-sendra.html>

Vishay Semiconductors (Rev. 1.9, 22-Nov-11), Silicon PIN Photodiode

Disponible en: www.vishay.com